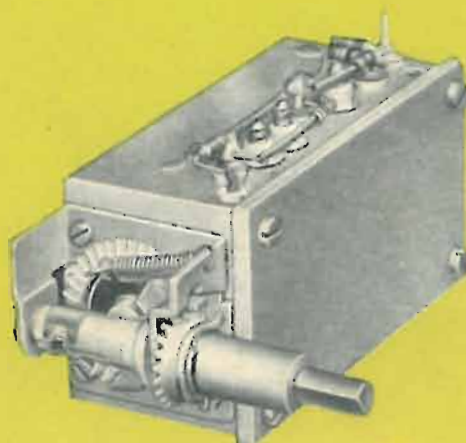
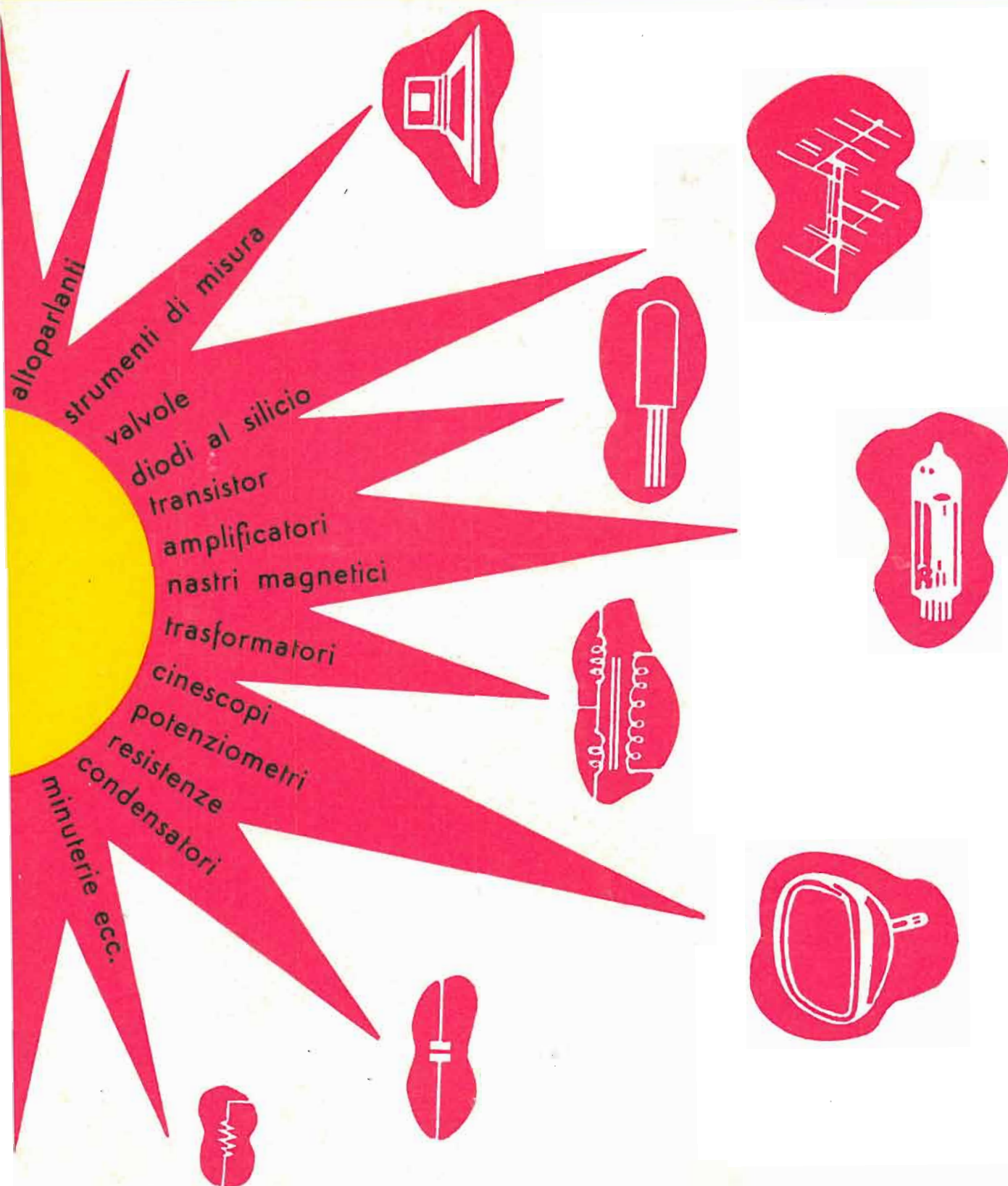
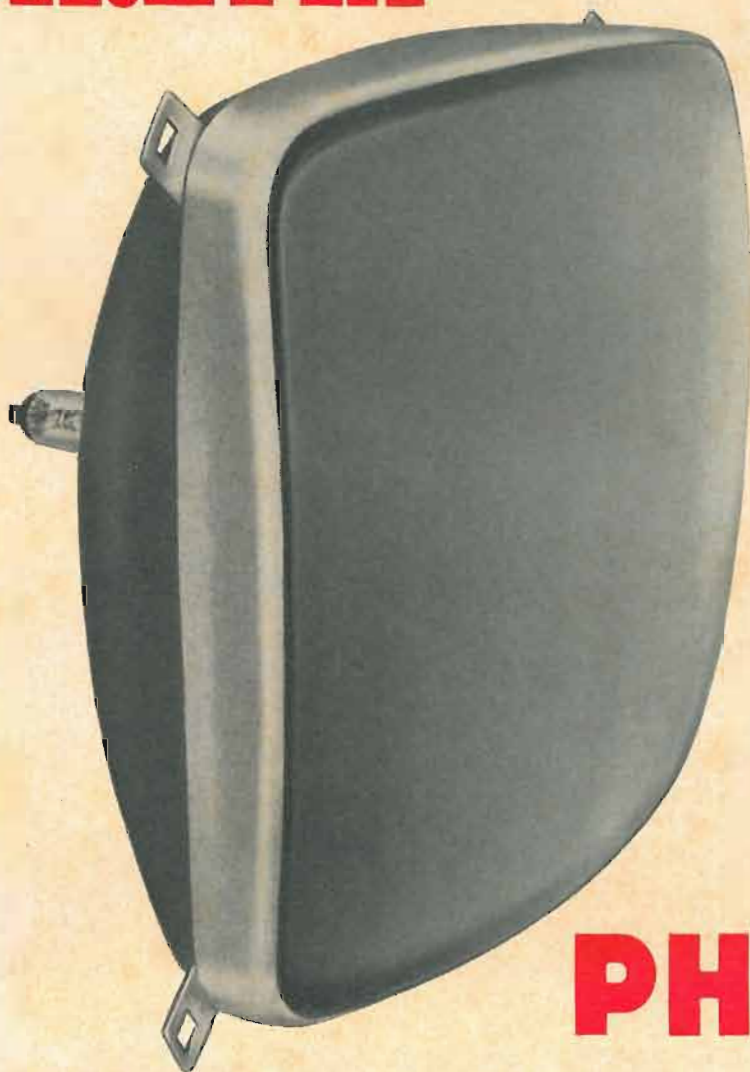
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

V.H.F. - U.H.F. A VALVOLE E TRANSISTORI

COMPONENTI ELETTRONICI SOCIETA' PER AZIONI

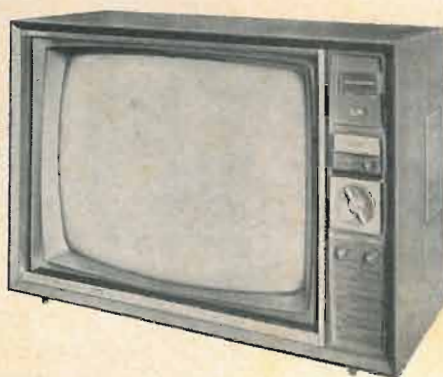
PADERNO DUGNANO - MILANO - VIA ROMA 98 - TEL. 924.721 - 923.603

LICENZIATARIA DELLA STANDARD KOLLSMAN - U. S. A.

LA MASSIMA
SICUREZZA
E LA MIGLIORE
QUALITÀ
DELL'IMMAGINE CON
IL CINESCOPIO
a **VISIONE DIRETTA**

A 59 - 11W

AUTOPROTETTO

VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO AUTOPROTETTO A 59 - 11W

- Sicurezza assoluta senza bisogno del cristallo di protezione per il televisore
- Elevato contrasto dell'immagine dovuto ad un maggiore coefficiente di assorbimento della luce e alla mancanza delle superfici riflettenti del cristallo di protezione
- Semplificazione del sistema di montaggio (quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica)
- Nuove possibilitá estetiche per i mobili dei televisori
- Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente ripartito
- Caratteristiche elettriche identiche al tipo AW 59-91

PHILIPS S.p.A. - REP. ELETTRONICA - P.za IV NOVEMBRE 3 MILANO - TEL. 6994

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

•

BELLUNO - Sede

Via Col di Lana, 36
Telefono 41.02

MILANO - Filiale

Via Cosimo del Fante, 14
Telefono 833.371

Nuovo modello AN - 250

Con dispositivo di protezione derivato dal mod. AN - 248

20.000 OHM x V c.c. e c.a.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

- Scatola e pannello INDEFORMABILI, RESISTENTI AGLI ACIDI ED AL CALORE.
- Quadrante a specchio con cinque scale a colori.
- Cambio pila dall'esterno, SENZA APRIRE L'APPARECCHIO.
- Portate amperometriche anche in CORRENTE ALTERNATA.
- Portate ohmmetriche DA 1 A 100 Mohm CON ALIMENTAZIONE A PILE INTERNE.
- Sensibilità 20.000 Ω per V, sia in c.c. che in c.a.
- Commutatore rotante speciale per le inserzioni VA - c.c. - c.a. - Ohm.
- DISPOSITIVO DI PROTEZIONE CONTRO SOVRACCARICHI PER ERRATE INSERZIONI.

MISURE

V c.c.	300 mV - 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
V c.a.	300 mV - 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
A c.c.	50 μA - 0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
A c.a.	0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
V B.F.	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
Ω	10.000 - 100.000 Ω - 1 - 10 - 100 mΩ
dB	—10 +62 dB

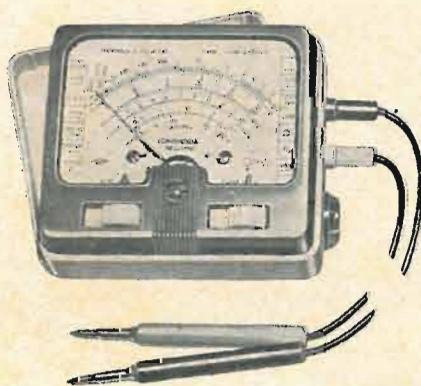
41 PORTATE

A richiesta puntale AT-250 per estendere le portate del Voltmetro fino a 25 kV.

Dimensioni mm. 150×95×50

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE 106

Dimensioni mm. 125×195×100

MICROTESTER 310
10.000 OHM × V

Dimensioni mm. 95×84×48

MIGNONTESTER 300

1000 / 2000 Ω V

L. 5.950
compreso astuccio

MODELLO NOVITÀ

Dimensioni mm. 90×87×37

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE
Mod. 320

Dimensioni mm. 195×125×295

PROVATRANSISTORI
Mod. 650

Dimensioni mm. 195×125×75

PROVAVALVOLE
Mod. 560

per tipi americani - europei subminiature - cinescopi - diodi

Dimensioni mm. 245×305×115

NOVITÀ TELEFUNKEN

il televisore a

SPEGNIMENTO AUTOMATICO

TTV 36 L/23"

oltre ai più moderni automatismi, questo sorprendente apparecchio ha una praticissima innovazione: a fine trasmissione si spegne da sè.
Cinescopio a 23 pollici "bonded" a luce fisiologica che riposa la vista

TELEVISORI TELEFUNKEN
la più grande varietà
di modelli da
L. 119.900 in su

Apparecchi radio a valvole e a transistors da **L. 12.900** in su

La TELEFUNKEN è fra le cinque grandi Marche del settore Radio-Televisivo che hanno promosso il recente adeguamento dei costi e delle qualità al MEC (Mercato Comune Europeo) e la conseguente

GRANDE RIDUZIONE DEI PREZZI

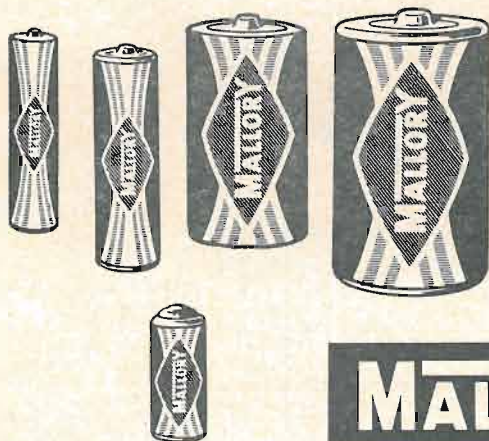
TELEFUNKEN

PRIMA nel campo delle pile a Mercurio

Solo MALLORY è in grado di provvedere energia su misura, adeguandosi alle esigenze della miniaturizzazione e del minimo peso. Solo MALLORY è in grado di fornire pile primarie superiori per durata ad ogni rivale, sia in magazzeno che in fase d'impiego. Solo MALLORY è in grado di consentire ai progettisti la massima libertà d'azione nella scelta della pila adatta per i loro modelli portatili.

LE PILE AL MERCURIO MALLORY

erogano durevole potenza in spazio ridotto, mantengono un livello di potenza costante, resistono alle più rigorose circostanze: temperatura, pressione, urti. Rendono possibile la subminiaturizzazione persino nel campo del materiale transistorizzato.

PRIMA nel CAMPO DELLE PILE ALCALINO MANGANESE

LE NUOVE PILE ALCALINO MANGANESE

durano tre volte di più di quelle comuni per gli impieghi a basso, medio ed elevato consumo. Non siscaricano in magazzino, non perdono e non hanno bisogno di periodi di riposo nemmeno a temperature elevate. Le pile Alcalino Manganese sono destinate ad acquistarVi clienti in qualunque circostanza d'impiego: macchine fotografiche e cinecamere, rasoi elettrici a pila, radio, registratori a nastro, flash, giocattoli, ecc.

sempre nuove idee nel campo delle pile

Tutte le pile Mallory sono ottenibili sui mercati internazionali. Saremo lieti di inviarVi su richiesta materiale informativo e particolari sul nostro servizio di consulenza.

Mallory Batteries SRL Milano Via Catone 3

AESSE | **Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici**

MILANO | Corso Lodi 47 — Telefoni 580792 - 580907

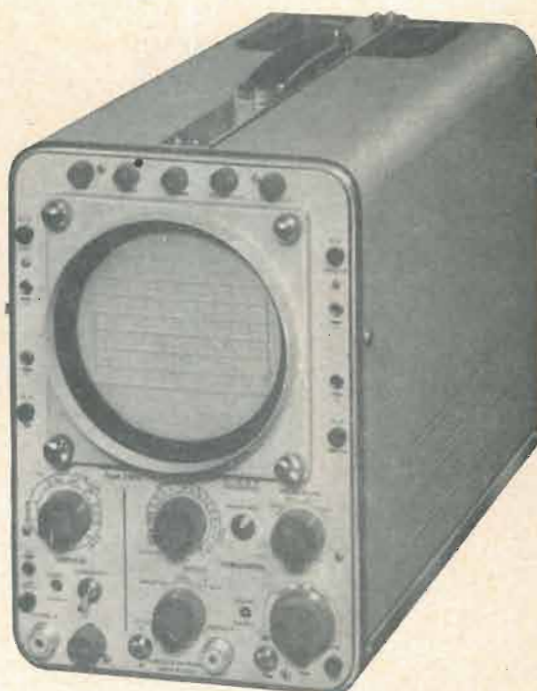
OSCILLOSCOPIO MOD. 243A CON UNITA' A CASSETTO

Amplificatore verticale (quando usato con preamplificatore T130 a cassetto) - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz. - Sensibilità: 5 mV/cm. c.a., 50 mV/cm. c.c. • **Base di tempo:** da 10 s/cm. a 0,1 µs/cm. - Ingranditore × 5 - **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., HF, auto - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 300 KHz - Sensibilità: 250 mV/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Potenziale acceleratore: 10 KV - Dimensioni immagine: 6 × 10 cm.

OSCILLOSCOPIO MOD. 246A A DOPPIA TRACCIA

Amplificatore verticale - Due tracce: A, B, A + B, A — B - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 10 mV/cm. c.a., c.c. • **Base dei tempi:** Velocità di scansione: 2 s/cm. a 1 µs/cm. in 20 scatti. Ingranditore × 5 - Regolazione del livello del trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 1,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 245A PORTATILE

Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz - Sensibilità: 50 mV/div. c.c., 5 mV/div. c.a. • **Base di tempo:** Velocità di scansione: 0,2 µs/div. a 2 s/div. • **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., auto, HF, regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale:** Larghezza di banda: c.c. ÷ 2 MHz - Sensibilità: 1,5 V/div. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 7 cm. - Potenziale acceleratore: 4 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 247A PER USI GENERALI

Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 50 mV/cm. c.c., 5 mV/cm. c.a. - Attenuatore calibrato: 5 mV/cm. a 20 V/cm. in 12 gradini - Impedenza d'ingresso: 1 MΩ ÷ 47 pF • **Base dei tempi:** Ricorrente o sganciata - Gamma di scansione: 0,5 µs/cm. a 1 s/cm. in 20 gradini - 5 sistemi: scansione singola HF-LF, linea TV - quadro TV - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 500 KMz - Sensibilità: 0,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici** - Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

Qual' è il collaboratore che lavora di più e che è il meno pagato? L'SP-300 AMPEX

Vi presentiamo il nuovo versatile collaboratore per laboratorio: l'SP-300 Ampex. Questo nuovo registratore a nastro magnetico, a basso costo, è in grado di aiutare lo sperimentatore moderno a scoprire più cose, più facilmente. In qual modo? L'SP-300 vi permette di registrate e riprodurre immediatamente la maggior parte dei fenomeni misurabili. Vi consente di accelerare o rallentare il getto di queste informazioni in un rapporto di 8 a 1; e vi permette di riprodurre parecchie volte i vostri dati nella loro forma elettrica. O di immagozziarli per un impiego susseguente; o di analizzarli a mezzo di strumenti di misura, contatori, oscilloscopi, analizzatori spettrali e calcolatori. Inoltre

l'SP-300 è portatile e può quindi essere adibito a diversi usi. Offre fino a sette circuiti di registrazione. Ha quattro velocità selezionabili elettricamente e può registrare in Direct o FM. È fornito di calibrazione interna e dispositivo di cancellazione, ed è disponibile nelle versioni a 7 o 4 tracce. E vi assicura parecchi anni di prestazioni assolutamente eccellenti. Rappresenta un ottimo collaboratore ed un prezzo veramente buono. Per ulteriori informazioni scrivete alla sola compagnia che produce registratori, nastri e dispositivi di memoria per ogni applicazione: Ampex International S.A. 2. Bd de Perolles Friburgo Svizzera. Servizi di vendita e Assistenza in tutto il mondo.

ING. S. Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. 46.00.53/4
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79

PIAZZA TRENTO 8
MILANO

Tel. **54.20.51** (5 linee)
54.33.51 (5 linee)
TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

TESTER WESTON Mod. 980

Portatile, a 30 portate, per misure di correnti, tensioni, resistenze e di livello. Portate: . . . . **(30)**

- **Tensioni continue:** 1,6-8-40-160-400-800-4000 volt (20.000 ohm/volt) . . . . (7)
- **Tensioni alternate:** 1,6-8-40-160-400-1600 volt (1000 ohm/volt) . . . . (6)
- **Correnti continue:** 80 microA = 1,6-8-80-800 milliA = 8 A . . . . (6)
- **Resistenze:** 1000 — 10.000 — 100.000 ohm — 1 megaohm — 10 megaohm . . . . . (5)
- **Decibel:** — 15 + 6 = — 1 + 20 = + 13 + 34 = + 25 + 46 = + 33 + 54 = + 45 + 66 (6)

ANNO XXXVI **2**

FEBBRAIO 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Televisione e cultura

La televisione sta assumendo in questi ultimi tempi un ruolo di sempre maggiore importanza nel campo della diffusione della cultura.

La televisione educativa è oggi in piena espansione in tutto il mondo civile, ed ha già raggiunto sviluppi tali da porla in posizione preminente in tema di evoluzione sociale.

In ogni Paese già dotato di un servizio TV, la televisione educativa sta allungando le sue basi ed i suoi programmi. In molti Paesi ove non esiste ancora una TV organizzata, si sta già pensando all'introduzione a breve scadenza di trasmissioni televisive ad unico scopo educativo.

In un prossimo Congresso mondiale a Tokyo verranno esaminati e discussi molti problemi inerenti a tale situazione evolutiva della TV educativa.

Indubbiamente la televisione rappresenta il mezzo ideale per raggiungere ogni individuo attraverso i due sensi della vista e dell'udito che si completano a vicenda.

Iniziativa timidamente e con molte diffidenze e prevenzioni la TV educativa o Telescuola, si è venuta via via imponendo ed affermando le sue doti di praticità ed efficienza.

Si è potuto constatare infatti che oltre ad essere indicatissima per l'insegnamento a basso livello nella lotta contro l'analfabetismo, la TV educativa è parimenti preziosa per l'insegnamento culturale e professionale in genere. Anzi sotto quest'ultimo profilo sta diffondendosi in modo inaspettato e travolgente in Paesi ad alto livello sociale quali ad esempio gli U.S.A. e l'Inghilterra.

E sono sorte speciali iniziative con larghe basi organizzative sia a carattere privato che a carattere statale, con reti di emittenti unicamente adibite a tale scopo. Trattasi di un vero e proprio servizio sociale che arrecherà indubbi benefici sul piano morale e culturale dell'umanità, oggi purtroppo travolta da una avvelenata atmosfera di materialismo.

E' un nuovo orizzonte che si presenta dinanzi alla televisione, orizzonte di vastità insospettata, che propone interessanti ed originali problemi al genere umano.

Interessando i due massimi sensi dell'uomo, la vista e l'udito, la televisione sta assumendo il ruolo di educatore occulto, di facile accesso e grande discrezione. Con l'estensione e la moltiplicazione dei settori educativi, tutto il campo sociale viene praticamente interessato con immenso beneficio dell'evoluzione culturale umana.

Evoluzione che oltre a tradursi in un miglioramento del substrato morale, porge all'individuo accorto ed intelligente la possibilità di affinarsi nella propria attività o di avvicinare altre attività a lui più gradite o proficue.

La TV educativa costituisce la tanto sospirata soluzione dell'insegnamento professionale portato nella stessa casa dell'allievo o comunque diffuso capillarmente in un grande numero di centri periferici di facile accesso.

Nata in Italia dieci anni or sono, principalmente come mezzo di divertimento e ricreazione, la televisione sta oggi effettuando una svolta importante nel suo cammino.

Meno canzoni e più educazione spirituale, ecco il moderno « slogan » della TV. E non sia mai detto che così facendo la TV divenga noiosa. Questo poi no; anzi ci aiuterà a trovare questo povero mondo ancora degno di essere apprezzato sotto con più elevato punto di vista.
zato sotto un più elevato punto di vista.

A.

W. Bruch

Sistemi di televisione a colori Panorama dei sistemi NTSC, SECAM e PAL*

(parte seconda di due parti)

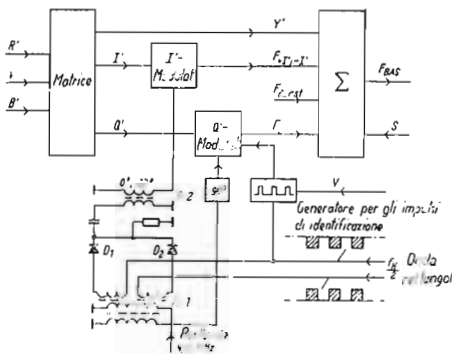



Fig. 17 - Schema a blocchi di un modulatore NTSC-PAL.

5. - COMPENSAZIONE DELL'ERRORE DI QUADRATURA IN PRESENZA DI LIMITAZIONE DELLA BANDA NEL SISTEMA PAL

La compensazione della componente in quadratura, cioè dell'interferenza da un canale all'altro, è un'ulteriore caratteristica del PAL, ciò è dimostrabile con un semplice calcolo. Per chiarire la cosa scegliamo questa volta, all'opposto del calcolo precedente, una commutazione di fase della portante (sen $\omega_o t$), cioè la commutazione di Q' invece di I'. [Per la compensazione dell'errore nel PAL è indifferente scegliere un sistema con commutazione di I' o di Q'. Oggi abbiamo adottato I' col sistema PAL].

Per studiare l'apparizione delle bande laterali prendiamo un segnale con molte barre colorate verticali, variabili da un colore all'altro, dove per semplicità le barre colorate sono scelte in modo che un modulatore riceve una tensione E'_2 di modulazione costante, mentre l'altro, qui il modulatore (cos $\omega_o t$), viene pilotato con alternanze rettangolari. Poi si può risolvere questo segnale alternativo rettangolare in serie di Fourier, dalla quale si utilizza qui solo il valore della componente continua ed un'unica componente di Fourier $a_m \cos(\omega_m t)$ dal trasmettitore fino al ricevitore. Ricordiamo che il prodotto di modulazione è così composto:

$$F_M = \left(\frac{1}{2} + a_m \cos \omega_m t\right) \cos \omega_o t = \frac{1}{2} \cos \omega_o t + \frac{a_m}{2} \cos(\omega_o - \omega_m) t + \frac{a_m}{2} \cos(\omega_o + \omega_m) t$$

Se la portante e la banda laterale superiore vengono soppresse, rimane per la rimanente banda laterale, l'espressione:

$$F_{M,BLU} = \frac{a_m}{2} \cos(\omega_o - \omega_m) t = \frac{a_m}{2} \operatorname{sen} \omega_m t \operatorname{sen} \omega_o t + \frac{a_m}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_o t.$$

Un simile segnale a banda limitata si suddivide in due termini di uguale ampiezza, uno corrisponde alla conponente « in fase », che agisce nel canale nominale, l'altro, la cosidetta componente in quadratura, genera un'interferenza di colore nell'altro canale. Per dimostrare la compensazione degli errori, assumiamo per l'attuazione della banda laterale unica, come si usa nella tecnica del bianco-nero, un filtro di Nyquist, cioè un passa basso con attenuazione di 6 dB alla frequenza portante del colore. Il calcolo della compensazione viene condotto analogamente al precedente.

Dal segnale

$$F = \left(\frac{1}{2} + a_m \cos \omega_m t\right) \cos \omega_o t + E_2' \operatorname{sen} \omega_o$$

si deduce:

Per la riga $(2n - 1)$	Per la riga $2n$
In trasmissione nessuna variazione	In trasmissione: conversione di 180° nel modulatore E_2' da $(+E'_2)$ a $(-E'_2)$
$\left(\frac{1}{2} + a_m \cos \omega_m t\right) \cos \omega_o t + E_2' \operatorname{sen} \omega_o t$	$\left(\frac{1}{2} + a_m \cos \omega_m t\right) \cos \omega_o t - E_2' \operatorname{sen} \omega_o t$

Dopo la separazione della banda laterale superiore e della mezza portante con un filtro di Nyquist:

* Tradotto a cura del dott. ing. Antonio Nicolich dei Laboratori della FIAR - Fabbrica Italiana Apparecchi Radio - Milano, da *Telefunken Zeitung* (fascicolo 1/2 luglio 1963, pag. 70).

$$\left(\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2}\cos\omega_m t\right)\cos\omega_o t + \left(\frac{a_m}{2}\operatorname{sen}\omega_m t + \frac{E_2'}{2}\right)\operatorname{sen}\omega_o t$$

In ricezione si ha allora

$$\left(\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2}\cos\omega_m t\right)\cos\omega_o t + \left(\frac{a_m}{2}\operatorname{sen}\omega_m t + \frac{E_2'}{2}\right)\operatorname{sen}\omega_o t$$

$$\left(\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2}\cos\omega_m t\right)\cos\omega_o t + \left(\frac{a_m}{2}\operatorname{sen}\omega_m t - \frac{E_2'}{2}\right)\operatorname{sen}\omega_o t.$$

In ricezione si ha allora attraverso riflessione sull'asse E'_1 (transcodificatore), ossia con un cambiamento di segno sincrono nel demodulatore sen $\omega_o t$

$$\left(\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2}\cos\omega_m t\right)\cos\omega_o t - \left(\frac{a_m}{2}\operatorname{sen}\omega_m t - \frac{E_2'}{2}\right)\operatorname{sen}\omega_o t$$

Sommando e facendo la media aritmetica delle due righe, si ha:

$$\frac{1}{2}\left\{2\left(\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2}\cos\omega_m t\right)\cos\omega_o t + \left[\left(\frac{a_m}{2}\operatorname{sen}\omega_m t + \frac{E_2'}{2}\right) - \left(\frac{a_m}{2}\operatorname{sen}\omega_m t - \frac{E_2'}{2}\right)\right]\operatorname{sen}\omega_o t\right\} =$$

$$= \frac{1}{2}\left[\left(\frac{1}{2} + a_m\cos\omega_m t\right)\cos\omega_o t + E_2'\operatorname{sen}\omega_o t\right]$$

Vediamo che la componente in quadratura è sparita e che si ottiene una trasmissione esente da distorsione.
Se nel sistema NTSC la larghezza della banda video di un canale cromatico viene limitata, il canale della portante di colore diviene asimmetrico, allora si deve tagliare uno dei due segnali riuniti della modulazione in quadratura, in modo che in ogni caso uno dei due modulatori abbia un segnale a doppia banda laterale non tagliato. Ciò riguarda le coordinate I' e Q' a banda stretta nel sistema NTSC. Un ulteriore taglio della banda in trasmissione, che si avrebbe in seguito al fatto che ora anche Q' viene trasmesso in monobanda o col sistema a banda laterale residua, non è possibile in causa della distorsione in quadratura e porta agli errori indicati nella Tavola II a colori.
Nel sistema PAL invece, come si è dimostrato col calcolo, la larghezza di banda video può essere limitata ulteriormente, in modo che anche il segnale Q' venga trasmesso col sistema monobanda. Oltre a ciò, si può anche, quando entrambi i segnali vengono trasmessi col sistema monobanda o col sistema a banda laterale residua, con la modulazione $(R' - Q')$ e $(B' - Y')$, ritrovarsi con eguale larghezza di banda per entrambi i componenti, perchè le distorsioni che qui sorgono, vengono man mano compensate, come si è dimostrato. Il PAL non necessita della codificazione secondo I' e Q' come l'NTSC, malgrado la modulazione in quadratura. Se fino ad oggi si è conservata la modulazione di I' e Q' anche col PAL, ciò è principalmente a motivo della conversione molto facilmente resa possibile, in tal modo, del PAL nell'NTSC senza dover modulare di nuovo.

6. - CODIFICATORE PAL E DEMODULATORE PAL A LINEA DI RITARDO

Nel codificatore (Encoder) PAL la portante del modulatore I' viene ruotata di fase di 180° di riga in riga. Ciò richiede un commutatore semplicissimo e il segnale sfasato rimane costante ed è indipendente dalla forma della caratteristica di un tubo inversore, che venisse usato per una commutazione nel campo video. La fig. 17 mostra con quali elementi supplementari si possa ricavare un modulatore PAL da un normale modulatore NTSC.
Un generatore bistabile (qui non disegnato) pilotato da un impulso orizzontale genera due segnali ad onda rettangolare, che pilotano un invertitore elettronico che sposta la fase della portante di 180° di riga in riga.
Due diodi, che vengono alternativamente aperti e chiusi, provvedono a effettuare questa inversione e quindi sopprimono la portante alternativamente da una metà o dall'altra di un trasformatore in controfase con avvolgimento bifilare rigorosamente simmetrico.
Questo circuito deve essere completato con un generatore di impulsi supplementari per gli impulsi di identificazione, che vengono usati nel ricevitore per la sincronizzazione dell'invertitore.
Essi vengono applicati al modulatore Q'.
Col sistema PAL è indifferente quale dei due assi di modulazione venga sottoposto all'inversione di fase. Attualmente si sta sperimentando un sistema col quale viene invertito di riga in riga il segnale I'. Per es., i diagrammi vettoriali delle figure 14 e 16 e il calcolo riportato nella prima parte del paragrafo 5, sono basati

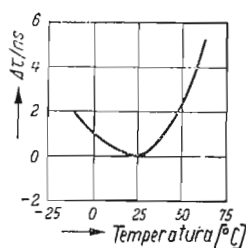



Fig. 18 - Dipendenza dalla temperatura del tempo di ritardo di una linea di ritardo della Corning Glass. $\Delta\tau$ è dato in funzione della temperatura rispetto al normale tempo di ritardo di 64 µS (misurato dalla Corning).

su questa inversione, il calcolo riportato nella seconda parte del paragrafo 5 è invece basato su di un'inversione Q', a mo' di esempio.

Il concetto qui espresso di impiegare contemporaneamente nel ricevitore due segnali di colore da due righe con modulazione sequenzialmente variata, ed anche quello di operare con quattro segnali, può essere bene realizzato, quando la linea di ritardo qui necessaria venga costruita in un modo nuovo e serva pure alla separazione dei due segnali di colore a frequenza portante (15).

Nelle linee di ritardo a ultrasuoni, come quelle che vengono oggi utilizzate (fig. 9) ci possiamo aspettare una dipendenza dannosa del ritardo dalla temperatura. Però vetri moderni, come quelli che vengono usati anche per altri scopi nella tecnica, presentano una dipendenza del ritardo così piccola che anche con un dilazionamento di 283,50 periodi della portante di crominanza di un segnale a 4,43 MHz, all'uscita della linea, l'oscillazione della portante di colore viene mantenuta ancora esattamente costante di fase rispetto all'entrata.

Le normali linee, come quelle che vengono ad es. usate per il decodificatore SECAM-MF (attualmente fornite dalla Corning Glass - U.S.A.) hanno le seguenti caratteristiche:

Ritardo: 63,8 ± 0,1 μS
Dipendenza della temperatura: $0,75 \cdot 10^{-6}$ τ/°C
Frequenza centrale: 4,43 MHz
Larghezza di banda: disaccordata 2,0 ÷ 2,5 MHz;
accordata circa 3 MHz.
Attenuazione del segnale utile: max 20 dB con resistenza di carico 50 Ω
Riflessioni indesiderate: oltre 26 dB sotto il segnale utile
Resistenza interna dei trasduttori: circa 50 Ω e circa 1000 pF.

La fig. 18 mostra la dipendenza misurata, dalla temperatura, di una simile linea. Questa quasi indipendenza dalla temperatura delle linee acconsente la combinazione a frequenza portante nella giusta fase dei segnali ritardati e non ritardati. Una elaborazione ideale di entrambi i segnali I' e Q' nel ricevitore permetterebbe, se riuscisse, di ricostituire i segnali in ricezione nello stesso modo e nella stessa successione, come erano stati generati in trasmissione. Per fare ciò si dovrebbe nel ricevitore dividere nuovamente la modulazione in quadratura

$(F_{n-1} = Q' + j\,I',\ \bar{F}_n = Q' - j\,I')$

nelle sue primitive componenti I' e Q'. Ora si ha:

$$F_{n-1} + \bar{F}_n = Q' + j\,I' + Q' - j\,I' = 2\,Q'$$

e

$$F_{n-1} - \bar{F}_n = Q' + j\,I' - (Q' - j\,I') = 2\,j\,I'.$$

Con ciò entrambe le portanti originali vengono restituite separate nella loro propria relazione di fase. Nella realizzazione di una simile operazione, si deve però anche considerare che la sottrazione non gode della proprietà commutativa; allora per il sistema descritto, si ha:

$$F_n - F_{n+1} = -2\,j\,I'; \quad F_{n+1} - F_{n+2} = 2\,j\,I' \quad \text{ecc. alternativamente.}$$

Per la completa elaborazione di I' si ha pure la necessità di un commutatore, che compensi l'inversione di segno.

Ciò si effettua di proposito nei demodulatori sincroni, che seguono a questa separazione, mediante l'inversione di polarità della portante di riferimento I'. Una

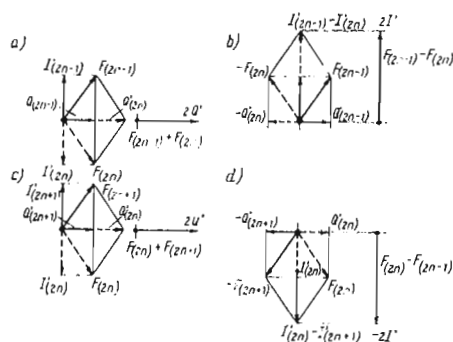



Fig. 19 - Diagramma vettoriale del demodulatore PAL con linea di ritardo.

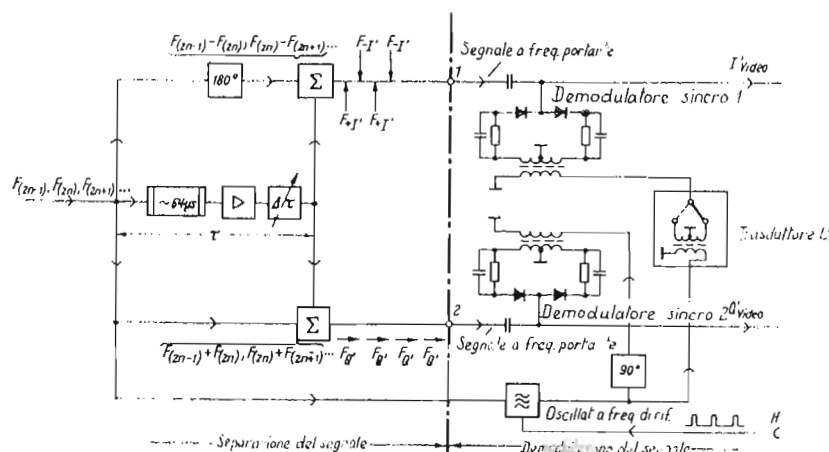



Fig. 20 - Schema a blocchi del demodulatore PAL con linea di ritardo.

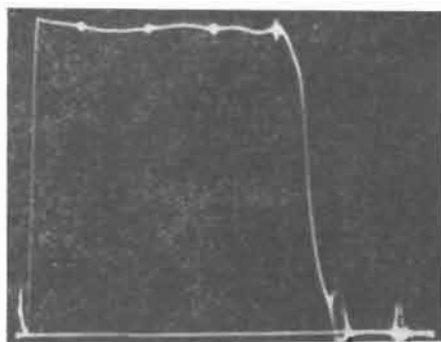



Fig. 21 - Curva di risposta, ottenuta col vobulatore, di un filtro passa basso, che è stato adottato per la dimostrazione della distorsione con banda laterale unica.

tale demodulazione è ancora necessaria, poichè i segnali I' e Q' a frequenza portante vengono forniti dai circuiti di separazione (1).
La fig. 19 mostra i diagrammi vettoriali per un simile dispositivo di somma e sottrazione, e precisamente mostra una volta la somma, durante la scansione della riga $2n$, in cui i segnali $2n - 1$ vengono sommati oppure sottratti per dare il segnale I'. Sono quivi rappresentate anche le corrispondenti somma e sottrazione per la riga $2n + 1$.
È chiaro in *b*) e in *d*) che il segnale I' appare invertito di riga in riga a frequenza della portante. Indipendentemente da qualsiasi rotazione in seguito a errori di fase, la relazione di fase di 90° fra I' e Q' viene conservata.
La fig. 20 mostra lo schema a blocchi di questo demodulatore, e precisamente nella metà di sinistra i circuiti di separazione, nella metà di destra i due rivelatori sincroni col commutatore I'. La linea di ritardo (con l'offset di un quarto di riga) deve avere una lunghezza di 283,50 periodi della portante di colore, cioè 64,00 µS per la portante di crominanza del sistema NTSC originale di 4,4296 MHz, ovvero 63,94 µS per la portante di crominanza, pure attualmente in discussione, di 4,4336 MHz (2).
Noi usiamo una linea a ultrasuoni con $\tau = 63{,}8$ µS con maggior tolleranza del ritardo e la tariamo una volta tanto con una linea di ritardo avvolta con filo regolabile esattamente su 283,50 periodi della portante del colore ($\Delta\tau$). Effettuando la somma e la sottrazione in un ponte a resistenza, non si impiega alcun tubo elettronico.
Il ritardo di fase di 180°, che è necessario, è ottenibile con molta precisione e semplicemente alle due uscite di un trasformatore in controfase con avvolgimento bifilare. I rivelatori sincroni possono essere come quelli usati nei nostri esperimenti, cioè demodulatori-Clamping. Per l'inversione di 180° della portante di I' viene introdotto un semplice inversore a diodi (fig. 17, vedi anche fig. 24). Due diodi al germanio vengono alternativamente resi conduttori dall'onda rettangolare. La corretta fase dell'onda rettangolare viene sincronizzata da impulsi supplementari che intervengono durante il tempo di ritorno verticale (fig. 3 e 25).
Le tensioni di uscita di entrambi i rivelatori sincroni sono proporzionali a cos β (β è l'angolo fra la portante nominale e la portante di riferimento nel rivelatore sincrono).
Con la rotazione di β entrambe le uscite portanti vengono trasformate nella stessa misura in I' e Q'. Non si verifica però, come già calcolato sopra, alcuna variazione di colore. Solamente la già ricordata piccola variazione di saturazione del colore deve essere compensata quando l'errore di fase è grandissimo.
Certamente con dissintonie così grandi che non si verificano in pratica, gli errori di quadratura non vengono più annullati come mostra un ulteriore calcolo analogo a quello riportato al paragrafo 5. Se si fa uso di questa compensazione, si possono annullare errori di fase di ± 80° senza falsare le tinte.
Anche la saturazione del colore con un nuovo schema, che qui non possiamo descrivere, rimane costante.
Le immagini colorate delle tavole I e II rendono ben evidente il vantaggio che offre la trasmissione PAL rispetto alla trasmissione NTSC, per quanto acconsentano la fotografia e la tecnica della stampa. Nella tavola I sono mostrati gli sfalsamenti di colore, in seguito ad errori di fase, per es. disaccordo dello oscillatore della portante di riferimento e con fase differenziale, sfalsamenti che si verificano

(1) Qui non si fa distinzione nella scrittura simbolica fra segnale a frequenza portante e segnale video. Per la precisione si dovrebbe scrivere per es. F_I' invece di I', dove F indica che si tratta di una tensione a frequenza portante con la frequenza ω_0 del circuito.
(2) Il sistema PAL, come pure il sistema SECAM, deve essere elaborato con un offset della portante di crominanza modificato. Ciò è ampiamente trattato in (2). La portante di colore adottata è

$$f_C = \left(2n - \frac{1}{4}\right) f_H + 25 \text{ Hz}; \qquad 2n = 284;$$

$f_C = 4{,}4361875$ MHz.

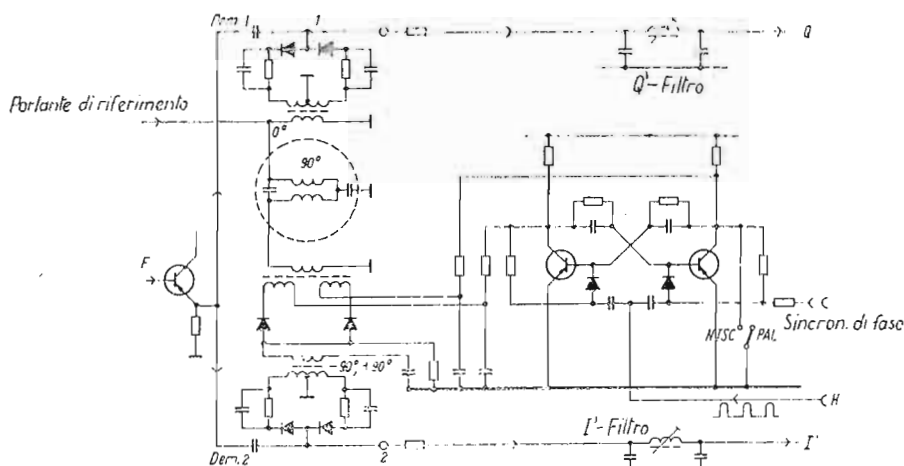



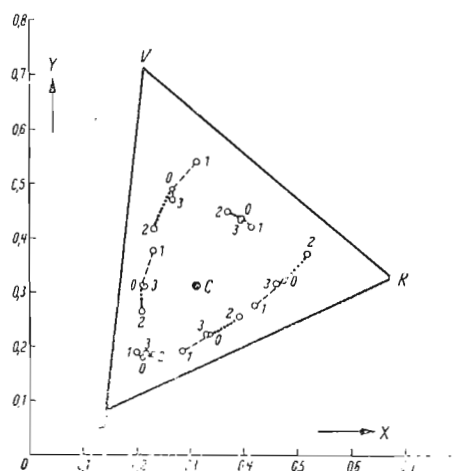
Fig. 22 - Parte relativa alla demodulazione del decodificatore per sistema PAL semplificato.

col sistema NTSC, rispetto al caso di trasmissione PAL. Nella tavola II viene dimostrata la indipendenza delle tinte dalla limitazione della banda.
Queste immagini furono rilevate dopo che si interpose nel canale di trasmissione un filtro passa basso a fronte ripido con attenuazione 6 dB alla frequenza portante del colore di 4,43 MHz (curva ottenuta col vobulatore, del filtro passa basso: fig. 21).
Nel ricevitore fu naturalmente compensata l'attenuazione del filtro di 6 dB, mediante una sopraelevazione dell'amplificazione della crominanza di 6 dB.
Mentre nelle immagini ottenute coll'NTSC le distorsioni sono insopportabili, col sistema PAL, grazie alla compensazione dell'errore di quadratura, la qualità dell'immagine non è percettibilmente peggiorata anche con grandi errori di trasmissione.
Anche riguardo al « Cross-color » il PAL è più desiderabile dell'NTSC e del SECAM. Con l'espressione « Cross-color » intendiamo la penetrazione della informazione dal canale di luminanza nel canale di crominanza. In questo articolo dobbiamo limitarci, su questo argomento, a questo punto; ulteriori dettagli saranno contenuti in una prossima pubblicazione.

7. - UN SEMPLICE DECODIFICATORE PAL SENZA LINEA DI RITARDO

Basandoci sul fatto sperimentale che il valor medio dei due segnali può formarsi anche nell'occhio, si può costruire, invece di questo decodificatore-PAL completissimo (con precisa linea di ritardo) anche un semplice decodificatore senza linea di ritardo per un ricevitore più economico. L'occhio integra sulle due linee e quindi forma un valor medio, che corrisponde all'incirca alla giusta tinta.
La fig. 22 rappresenta un particolare ricavato dallo schema di questo decodificatore. Come inversore si sfrutta lo stesso commutatore a diodi usato nel modulatore, un trasformatore bifilare commuta alternativamente il segnale su D_1 e D_2. La tensione pilota viene fornita da un generatore bistabile a transistori, che a sua volta è pilotato dagli impulsi di riga.
Un simile decodificatore può essere convertito dal PAL all'NTSC molto semplicemente. A questo scopo si è introdotto il commutatore S, che mantiene fissa nel tempo, nella giusta fase la portante di riferimento convertita.
Questa possibilità di conversione però può essere realizzata solo alla condizione che anche il sistema NTSC sia previsto per la stessa portante di crominanza. Questa necessità può essere soddisfatta senza difficoltà (v. 2).
Coi colori primari saturati uno solo dei tre cannoni elettronici del cinescopio viene portato nella zona centrale di lavoro, mentre gli altri lavorano al punto di interdizione.
Il risultato è una compensazione incompleta nell'occhio. Per colori poco saturati, come quelli che soli normalmente si verificano, anche questo decodificatore funziona bene.

Fig. 23 - Compensazione dell'errore di cromaticità, calcolata per il sistema PAL semplificato (integrazione della visione, cioè formazione del valor medio nell'occhio) per colori saturati al 50 % avendo assunto una caratteristica quadratica del cinescopio.

In fig. 23, per una saturazione media, è rappresentata la compensazione, secondo un calcolo preciso per un cinescopio con caratteristica assunta quadratica per semplicità di calcolo. Con O si sono indicati i colori nominali, con 1 i colori che appaiono con una errata fase della portante di riferimento (errore di fase $\beta = 16°$), in un ricevitore NTSC. Con 2 si sono contrassegnati i colori, che presentano le linee adiacenti, col PAL semplificato per lo stesso errore di fase; compaiono in conseguenza dell'errore di fase i colori all'incirca complementari. 3 indica poi i valori medi aritmetici calcolati, che corrispondono alla media nell'occhio e forniscono una compensazione quasi perfetta. Rimangono solo piccolissimi errori di tinta, per es. dal rosso verso il blù, e solo piccolissimi errori di saturazione con colori poco saturati.
Se gli errori di fase non superano i 25°, anche questo decodificatore presenta i pregi del sistema PAL. Con errori maggiori diventano visibili le righe colorate variamente, che presentano anche una diversa luminosità, specialmente nel giallo e blu-ciano. Questa struttura rigata può essere sfruttata come indicatore di sintonia per la regolazione della fase per la portante di riferimento. Si potrebbe anche rinunciare a ciò con questo ricevitore semplificato, ma questa regolazione rimane sempre utile per portare ad un minimo la disturbante struttura a righe. La visibilità delle righe può essere diminuita mediante la vobulazione dello spot o anche con uno schermo a reticolo lenticolare. A questo sono tuttavia imposte limitazioni, perchè nel reticolo originale a righe, le righe immediatamente successive nel tempo, nel quadro di visione non giacciono una accanto all'altra ciò che si è dimostrato dannoso anche coi sistemi SECAM. La miscelazione delle due righe può perciò non essere così perfetta, come quando le due righe stanno una sopra l'altra, o si ricoprono.
Non ha avuto successo l'idea di effettuare la compensazione con una sequenza di quadri, come era già stato tentato una volta agli inizi della TV negli USA dal Loughlin (16) (17) [3], e, indipendentemente da ciò, da noi sperimentato, e migliorato, combinandolo con un sistema a « luminosità costante ».
Tale procedimento fornisce una buona compensazione senza struttura a linee, ma con un fastidioso sfarfallio. Questo è stato notevolmente ridotto, col sistema

(3) Il Loughlin ha del resto già accennato anche possibili varianti alla sua commutazione sequenziale di quadri, per es. con sequenza delle righe, senza arrivare ad una soluzione soddisfacente.

ricordato, con migliorata correzione della gamma, ma è purtroppo ancora insopportabile coi nuovi tubi tricromici con fosfori di breve persistenza.

8. - UN NUOVO SISTEMA SECAM-PAL

Il decodificatore PAL con linea di ritardo impiega quattro informazioni per la ricomposizione dei colori di una riga, due dei quali provengono, all'uscita dall'analizzatore, da quella direttamente riprodotta e due da quella adiacente.
Questa integrazione limita anche i disturbi. Gli effetti nocivi, che possono sorgere con determinate transizioni orizzontali di colori nel sistema SECAM, perchè mancano informazioni di colore, non appaiono qui neppure. Eventualmente potrebbe tuttavia essere di vantaggio rinunciare alla modulazione in quadratura col sistema PAL.
Data la sostanziale affinità del sistema SECAM descritto al paragrafo 3 (con segnale del colore modulato in ampiezza col sistema della portante soppressa) col sistema PAL con linea di ritardo nel demodulatore, è il caso di ricercare una codificazione sequenziale che questo rivelatore PAL decodifichi come un segnale PAL. Noi abbiamo trovato tale codificazione e la designiamo coll'appellativo di sistema SECAM (O', P') ovvero SECAM (U', V').
In essa vengono introdotti due nuovi segnali differenziali di colore O' e P': $O' = Q' + I'$ e $P' = Q' - I'$, che non richiedono la formazione di I' e Q', poichè O' e P' sono anche combinazioni lineari di $B' - Y'$ e $R' - Y'$ e possono essere formati direttamente, per mezzo di circuiti a matrici, da R', V' e B'.
Si modula sequenzialmente, con portante soppressa, in un modulatore nella successione O', P', O', P' ecc. (fig. 24).
Nel modulatore con linea di ritardo PAL si genera all'uscita somma:
$O' + P' = Q' + I' + Q' - I' = 2\,Q'$.
All'altra uscita si trova durante una riga:
$O' - P' = Q' + I' - (Q' - I') = 2\,I'$
e nell'altra successiva:
$P' - O' = Q' - I' - (Q' - I') = -2\,I'$
ecc. alternativamente con segno cambiato proprio come colla ricezione PAL.
Si deve dunque anche qui invertire la polarità di riga in riga. Nel ricevitore, se O' e P' vengono modulati con lo stesso modulatore nella stessa fase della portante, si deve compensare lo spostamento di fase di 90° della portante di riferimento fra I' e Q'.
Questa unica commutazione necessaria nel passaggio dal PAL a questo sistema SECAM, è un semplice corto circuito del circuito a 90° nel ricevitore.
Per un sistema PAL che non sia modulato con I' e Q', ma, con egual larghezza di banda, lo sia con $k_1 (B' - Y')$ e $k_2 (R' - Y')$ avremmo la possibilità di formare il corrispondente segnale SECAM ricavandolo da U' e V', come si fa col PAL in contrapposizione coll'NTSC. Allora si deve formare il segnale secondo le equazioni:

$$U' = k_1 (B' - Y') + k_2 (R' - Y') \qquad \text{e} \qquad V' = k_1 (B' - Y') - k_2 (R' - Y').$$

Anche il sistema MF-SECAM potrebbe essere modulato con tali segnali, nel qual caso il commutatore nel decodificatore non deve più commutare a incrocio entrambi i canali, e si deve invertire solo un segnale di riga in riga. Così questo nuovo tipo di codificazione costituisce un notevole vantaggio anche per il sistema MF-SECAM.

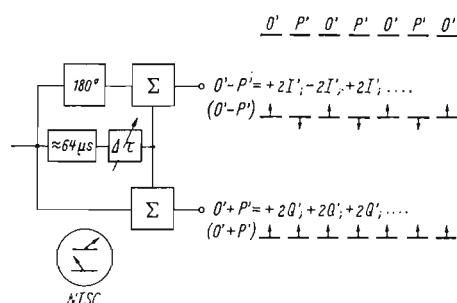



Fig. 24 - Sistema SECAM — O' — P' demodulato nel decodificatore PAL con rivelatore a linea di ritardo.

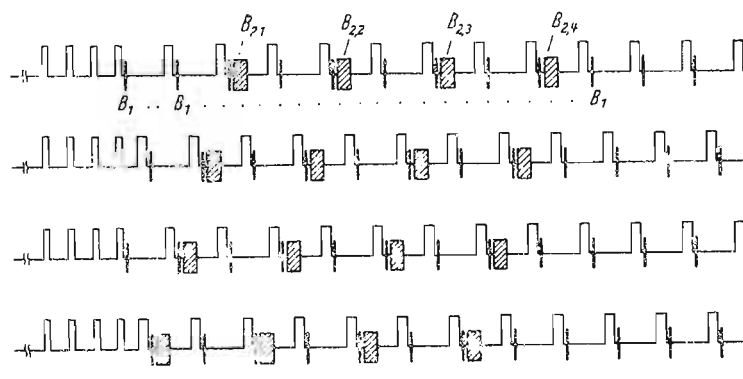



Fig. 25 - Schema degli impulsi per il burst e per la sincronizzazione supplementare, rappresentato in quattro successivi quadri (in seguito la situazione si ripete).

9. - SINCRONIZZAZIONE DELLA COMMUTAZIONE PAL

Era logico, per la commutazione PAL nel ricevitore come pure per la commutazione SECAM, utilizzare la deviazione orizzontale già esistente, insensibile ai disturbi a motivo del circuito volano. Si sincronizza, col fronte anteriore differenziato dell'impulso di ritorno orizzontale proveniente dal trasformatore di riga, un generatore bistabile. Così si ricava un'onda rettangolare adatta alla commutazione, onda che, in modo ideale, soddisfa tutte le esigenze relative ad un funzionamento sicuro ed alla insensibilità ai disturbi.
Qui c'è solo da badare che la posizione di fase di questa onda rettangolare di frequenza corrispondente ad $H/2$, concordi con la posizione di fase di quella adottata al lato modulatore per la commutazione. Teoricamente sarebbe sufficiente che questa sincronizzazione di fase avvenisse una sola volta all'inizio della trasmissione. Successivamente poi il sincronismo fra ricevitore e trasmettitore rimarrebbe conservato anche senza segnale di sincronizzazione supplementare, così a lungo fino a che la serie di impulsi H, venisse interrotta dalle due parti.
Col sistema PAL si effettua una comparazione di fase all'inizio di ciascuna serie di quadri. Per fare questo si impiega un segnale sincronizzante supplementare, che viene inserito nelle prime righe scanse, nel nero immediatamente dopo gli ultimi satelliti della serie di impulsi verticali e viene adibito alla commutazione nel modulatore (B_2, fig. 3 e fig. 5). Questo segnale viene confrontato con quello rettangolare di commutazione generato al lato ricevente. Se questo ha già la giusta fase, nulla viene modificato dalla comparazione di fase. Se la posizione della fase è errata, allora il generatore bistabile viene riportato nella fase corretta dall'impulso supplementare. Esso continua poi a funzionare automaticamente con la giusta fase. Per il ricevitore, i segnali della sincronizzazione della commutazione intervengono durante il tempo di ritorno della deviazione verticale, essi vengono eliminati nel segnale di luminosità dalla soppressione dei ritorni e rimangono perciò invisibili per l'osservatore. La tensione di ritorno nella deviazione verticale può impiegarsi senz'altro immediatamente come tensione impulsiva di sblocco per l'estrazione degli impulsi supplementari dal segnale del colore: Segnali e disturbi di qualsiasi tipo ed ampiezza, che entrassero quando non c'è il ritorno verticale, non potrebbero più influenzare la sincronizzazione.
Affinchè le condizioni, che vengono poste con l'uso di questo extraimpulso, non siano troppo gravi, quattro impulsi supplementari siffatti vengono trasmessi, dei quali con sicurezza almeno uno viene utilizzato nella deviazione verticale per la sincronizzazione di fase (fig. 25).
I burst suppletivi vengono trasmessi come impulsi in corrente alternata, nei nuovi impianti. Tuttavia questi particolari tecnici in sè importanti non possono essere discussi in questo articolo di visione panoramica.

10. - TRANSCODIFICATORE

Il PAL può essere convertito facilmente nell'NTSC senza nuova modulazione e viceversa, naturalmente in tal caso l'NTSC avrà l'offset della portante del colore come il PAL. Questo offset è utile anche per l'NTSC (v. 2).
Il funzionamento di un simile sistema con per es. trasmissione PAL fino al trasmettitore ed appropriata conversione a NTSC prima del modulatore del trasmettitore (con integrazione su due righe), può essere spiegato chiaramente dal computo del paragrafo 5.
Qui si deve fare attenzione che fra i molti possibili circuiti di transcodificazione

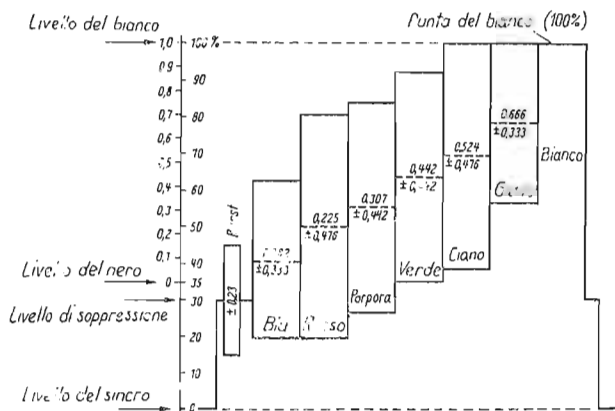



Fig. 26 - Segnale video per barre colorate saturate con ampiezza 75% di R', B' G' secondo le norme provvisorie NTSC in Germania.

NTSC Spostamento di fase dell'oscillatore di riferimento: $-45°$

PAL

NTSC Spostamento di fase dell'oscillatore di riferimento: $+45°$ PAL

NTSC; PAL — Immagine normale

NTSC con fase differenziale di circa 25°

PAL con fase differenziale di circa 25°

Tavola I: Comportamento dei Sistemi NTSC e PAL in presenza di errori di fase

NTSC
Banda laterale
unica
(particolare)

NTSC; PAL — Immagine normale

PAL
Banda laterale
unica
(particolare)

NTSC — Banda laterale unica

NTSC
Banda laterale
unica
(particolare)

PAL
Banda laterale
unica
(particolare)

PAL — Banda laterale unica

Tavola II: Comportamento dei Sistemi NTSC e PAL quando viene soppressa una banda laterale nel canale di crominanza

non tutti effettuano la compensazione, alcuni schemi convertono il PAL nell'NTSC, ma non eliminano gli errori per il sistema NTSC [4]).

11. - RICAPITOLAZIONE

Il sistema NTSC comprende così tante cognizioni tecniche fondamentali, che serve come base per tutti i sistemi migliorati. La sua sensibilità agli errori di fase può essere eliminata col sistema SECAM o col nuovo sistema PAL.
La sostanziale affinità del PAL col sistema NTSC permette la conversione da un sistema all'altro in modo semplice.
Le esperienze pratiche, che vennero acquisite col sistema NTSC, sono utili al sistema PAL nel modo più confacente, come pure ad altre varianti al sistema. All'infuori di ciò, il sistema PAL acconsente di costruire anche un ricevitore semplificato senza linea di ritardo, pur conservando i vantaggi essenziali del sistema PAL. Il decodificatore PAL con linea di ritardo accetta anche direttamente uno speciale segnale SECAM.

12. - APPENDICE

Dati relativi al sistema NTSC impiegato in Germania per le trasmissioni sperimentali, e al sistema PAL da esso ricavato.
La miscela E_M del segnale cromatico ha l'espressione:

$E_M = E'_Y + E'_Q$ sen $(\omega_C t + 33°) + E'_I$ cos $(\omega_C t + 33°)$ + segnale sincronizzante del colore

$$E'_Y = 0{,}30\ E'_R + 0{,}59\ E'_V + 0{,}11\ E'_B$$
$$E'_Q = +\ 0{,}21\ E'_R - 0{,}52\ E'_V + 0{,}31\ E'_B$$
$$= +\ 0{,}48\ (E'_R - E'_Y) + 0{,}41\ (E'_B - E'_Y)$$
$$E'_I = +\ 0{,}60\ E'_R - 0{,}28\ E'_V - 0{,}32\ E'_B$$
$$= +\ 0{,}74\ (E'_R - E'_Y) - 0{,}27\ (E'_B - E'_Y)$$

E'_R, E'_V ed E'_B corrispondono ai colori primari con correzione del γ (attualmente si assume $\gamma = 2{,}2$).

La portante di crominanza, in fase col burst, è definita dall'angolo (+ 180°), cioè essa giace lungo l'asse $(-B' - Y')$ (vedi fig. 5).
La larghezza di banda del segnale di luminanza è $Y' = 5$ MHz.
Caratteristica frequenza-ampiezza del segnale E'_Q prima della modulazione:

a 400 kHz, attenuato meno di 2 dB
a 500 kHz, attenuato meno di 6 dB
a 600 kHz, attenuato almeno di 6 dB

Caratteristica frequenza-ampiezza del segnale E'_I prima della modulazione:

a 1,3 MHz, attenuato meno di 2 dB
a 3,6 MHz, e oltre attenuato almeno di 20 dB

Frequenza della portante di crominanza:

$f_C = 4{,}4296875$ MHz $= 283{,}5\ f_H$ (offset di mezza riga).
I tre segnali E'_Y, E'_Q ed E'_I all'uscita del demodulatore devono essere riportati in concordanza nel tempo con la precisione di 50 n sec.
Per le barre colorate, ricavate dalle tensioni dei colori primari E'_R, E'_V ed E'_B, aggiustate al 75% del loro valore massimo (100%) per il bianco, il segnale video all'uscita del modulatore si presenta come nella fig. 26.

(4) Noi abbiamo sfruttato questo tipo di decodificatore nelle dimostrazioni per mettere in evidenza l'assenza di distorsione nel ricevitore PAL secondo una trasmissione PAL, e contemporaneamente le distorsioni in un ricevitore NTSC, che era connesso al corrispondente sistema convertito. Sul tema « Transcodificazione » sarà pubblicato tra breve uno speciale opuscolo.
Un transcodificatore reversibile, che converte il PAL nell'NTSC e l'NTSC nel PAL, venne presentato all'EBU nel luglio 1963 a Londra.

13. - BIBLIOGRAFIA

[1] D. G. FINK, Colour television standards. Mc-Graw-Hill Book Comp., New York, 1955.
[2] W. BRUCH, Wahl eines Präzisionsoffsets fur den Farbhilfsträger im PAL-Farbfernsehsystem. *Telefunken-Zeitung* Anno 36 (1963) H. 1/2, Pag. 89...99.
[3] J. MULLER und F. JAESCHKE, Präzisions-Offset fur den Farbhilfsträger im NTSC-System. *Elektron. Rdsch.* Anno 15 (1961) H. 6, Pag. 249...252.
[4] I. J. P. JAMES und W. A. KARWOWSKI, A constant luminance colour television system. *J. Brit. I.R.E.* Vol. 23 (1962) No 4, Pag. 297...328.
[5] W. N. SPROSON, A colorimetric study of a constant luminance system. *J. Brit. I.R.E.* Vol. 23 (1962) No. 4, Pag. 311...315.
[6] W. F. BAILEY: The constant luminance principle in NTSC colour television. *Proc. I.R.E.* Vol. 42 (1954) No. 1, Pag. 60...66.
[7] Farbfernschubertragung mit gleichzeitiger Frequenz- und Amplitudenmodulation des Farbträgers (FAM-Verfahren). *Rundfunktechn. Mitt.* Anno 4 (1960) H. 6, Pag. 238...252.
[8] N. MAYER, Untersuchung eines Farbfernsehverfahrens mit gleichzeitiger Frequenz- und Amplitudenmodulation eines im Frequenzbereich des Leuchtdichtesignals liegenden Farbtägers (FAM-Verfahren). *Rundfunktechn. Mitt.* Anno 6 (1962) H. 3, Pag. 125...143.
[9] J. HAANTJES, K. TEER, Compatible colour-television. *Wireless Engr.* Vol. 33 (1956) No. 1, Pag. 3...9 e Vol. 33 (1956) No. 2, Pag. 39...46.
[10] H. DE FRANCE, Le système de télévision en couleurs sequentiel-simultané. *L'Onde Electrique* Vol. 38 (1958) No. 375, Pag. 479-483.
[11] P. CASSAGNE, M. SAUVANET, Le système de télévision en couleurs SECAM en comparison avec le système NTSC. *Ann. Radioélectr.* Vol. 16 (April 1961) Pag. 109...121.
[12] P. CASSAGNE, Neuere Verbesserungen beim SECAM-Farbfernsehsystem. *radio mentor* Anno 28 (1962) Nr. 10, Pag. 833-834.
[13] H. SCHONFELDER, Der Einfluss von System- und Ubertragungsfehlern bei einer Farbfernsehubertragung nach dem SECAM-Verfahren. Arch. elektr. Ubertragung Anno 16 (1962) H. 8, Pag. 385-399.
[14] Some experiments with modifications of the NTSC colour television system. Communication of the 2nd Intern. Television Symposium, Montreux (April-Mai 1962), Pag. 223-228.
[15] W. BRUCH, Demonstrationen bei der Firma Telefunken G.m.b.H. in Hannover anlässlich einer Tagung der EBU Adhoc-Group on Colour Television vom 3. bis 5. Jan. 1963 und 26. bis 28. Febr. 1963.
[16] Improvement in dot sequential color television. Electronics Vol. 23 (Aug. 1950) Pag. 154.
[17] C. J. HIRSCH, W. F. BAILEY, B. D. LOUGHLIN, Principles of NTSC compatible color television. Electronics Vol. 25 (Febr. 1952) Pag. 88-95.

Avvenire della TV a colori in Italia

Il gruppo costruttori radio e televisione dell'Anie ha preso posizione di fronte ai facili entusiasmi per quanto riguarda i prossimi sviluppi della televisione a colori in Italia. Notizie non sempre attendibili, apparse di recente sulla stampa quotidiana e sui rotocalchi nazionali possono aver indotto il pubblico a ritenere prossimo l'inizio di un servizio regolare di telediffusione da parte della Rai.

IL TEMA della televisione a colori ha polarizzato in questi ultimi tempi l'interesse della pubblica opinione e richiamata l'attenzione della stampa, degli operatori commerciali, dei tecnici ed anche degli Organi di Governo.
Sono state però diffuse notizie tanto discordanti ed imprecise da creare uno stato di confusione e disagio che non può non tradursi in un sicuro danno per gli utenti della televisione.
È pertanto utile chiarire nel modo più esauriente e senza reticenze la situazione, soprattutto per quanto riguarda le premesse che debbono concretarsi affinchè possa avere inizio un servizio di diffusione di televisione a colori.
Esiste in Europa un organismo internazionale denominato U.E.R. (Union Européenne de Radiodiffusion) nel quale sono rappresentati gli enti che gestiscono, in proprio o per concessione governativa, i servizi di radiodiffusione. Questo organismo, nel novembre 1962, su richiesta della B.B.C. (British Broadcasting Corporation), indisse una riunione per la scelta di un sistema di televisione che potesse essere adottato da tutti i Paesi europei. Furono invitati a partecipare a questa riunione anche tecnici delle industrie dei Paesi interessati ed in essa fu constatata la convenienza di prendere in considerazione, oltre al sistema di emissioni di televisione a colori adottato dagli USA e dal Giappone, anche altri due sistemi di recente messi allo studio in Europa. La riunione si concluse perciò con la costituzione di un comitato tecnico al quale fu affidato il compito di accertare se fra i tre sistemi in discussione ce ne fosse uno che per le sue caratteristiche tecniche si differenziasse talmente dagli altri da poterne senz'altro suggerire la scelta. Fu però anche prescritto che il sistema da adottarsi dovesse essere « compatibile ».
È bene chiarire che per essere « compatibile » il sistema deve consentire che i programmi a colori siano ricevuti in bianco e nero dai televisori attualmente in possesso degli utenti e che reciprocamente i futuri televisori a colori siano atti a ricevere le attuali trasmissioni in bianco e nero.
I tecnici si misero al lavoro e nei Paesi interessati, Italia compresa, si iniziarono anche esperimenti di trasmissioni a colori nei tre sistemi da esaminarsi onde studiarne i fenomeni connessi con la diffusione e la ricezione.
Questi esperimenti sono stati, sono e saranno condotti in Italia in stretta collaborazione fra l'Istituto Superiore Tecnico delle Telecomunicazioni, la RAI-Radiotelevisione Italiana, l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris di Torino e l'Industria.

È da ritenersi che proprio queste trasmissioni sperimentali abbiano forviato la stampa ed il pubblico facendo erroneamente ritenere che la televisione a colori fosse un fatto compiuto.

Al contrario, nonostante numerose riunioni in diverse città europee, i tecnici non hanno ancora raggiunto alcuna conclusione sul sistema da adottarsi. In particolare, nell'ultima riunione tenutasi a Roma nello scorso ottobre furono soltanto raccolti i risultati acquisiti dagli esperimenti finora effettuati sui tre sistemi senza giungere ad alcuna conclusione preferenziale.

I tecnici dovranno riunirsi prossimamente per concretare una relazione da sottoporre al C.C.I.R. (Comité Consultatif International des Radiocommunications), l'organo internazionale al quale è devoluta la scelta del sistema la cui adozione dovrà essere raccomandata ai Paesi aderenti. Questa relazione, per quanto a conoscenza, si limiterà a mettere in evidenza le caratteristiche di ciascun sistema.

È molto difficile che in definitiva si giunga a stabilire una netta preferenza per un sistema ed è perciò oggi praticamente impossibile fare una previsione sul sistema che sarà adottato.

È d'altra parte da tenere presente che iniziative le quali prescindano dalla preventiva definizione dello standard potrebbero creare per l'Ente di radiodiffusione la necessità di modificare in un secondo tempo e sostanzialmente i propri impianti e per gli utenti il danno di non poter più utilizzare per la ricezione delle regolari

I laboratori DuMont, Divisione della Fairchild Camera Instrument Co., hanno messo a punto una telecamera per uso in circuiti di TV industriale, tipo TC350. Tale nuova telecamera, interamente transistorizzata, ha risoluzione orizzontale di 775 righe e può essere completamente comandata a distanza.

trasmissioni televisive l'apparecchio acquistato, a caro prezzo, per seguire emissioni sperimentali le quali per lo scopo cui sono destinate hanno più carattere di trasmissione di segnale che di spettacolo.
È a questo proposito da sottolinearsi che per i due sistemi di televisione a colori europei non sono ancora stati realizzati su base industriale adatti ricevitori. Debbono quindi ritenersi infondati, immeritati, e forse non disinteressati, gli appunti mossi all'Ente Concessionario ed all'Industria di ritardare l'introduzione della televisione a colori nel nostro Paese per ragioni di impreparazione e di convenienza.
L'Ente Concessionario e l'Industria stanno seriamente studiando i problemi imposti dalle trasmissioni televisive e conducono anzi in stretta collaborazione esperimenti per trovarsi pronti il giorno in cui il sistema da adottarsi sarà prescelto dai competenti Organi di Governo.
Le difficoltà che debbono essere superate affinchè un servizio di televisione a colori possa soddisfare gli utenti sono di tale entità che un loro incompleto superamento ne potrebbe addirittura pregiudicare le possibilità di sviluppo.
È a questo proposito da sottolinearsi che a questo motivo è da attribuirsi il modesto sviluppo registrato nei Paesi nei quali la televisione a colori è già in funzione: negli Stati Uniti d'America solo nel corrente anno, e cioè dopo un decennio di regolare esercizio, i televisori a colori hanno raggiunto il milione e mezzo (meno del 2 ½ % dei televisori in esercizio); in Giappone, dove il servizio esiste da quattro anni, su quattordici milioni di utenti solo ventiquattromila posseggono la televisione a colori!
È necessario pertanto che gli utenti, nell'esclusivo loro interesse, abbiano la pazienza di attendere che si completino gli sviluppi avanti prospettati perchè soltanto dopo la scelta del sistema e la definizione del relativo standard potranno essere acquistati televisori sicuramente atti a ricevere le trasmissioni a colori che saranno programmate.
In quanto al probabile inizio di trasmissioni a colori in Italia, è bene aggiungere che secondo le più ottimistiche previsioni soltanto fra qualche anno potranno essere iniziate trasmissioni sperimentali limitate a qualche ora settimanale nel programma della seconda rete. *A*

Tra le varie applicazioni della televisione in circuito chiuso citiamo quella qui illustrata. Si tratta di un impianto destinato ad essere installato a bordo di pescherecci, costruito dalla MARCONI INTERNATIONAL MARINE CO. LTD.

Televisore a circuito chiuso per il controllo del traffico in Australia

La PHILIPS ELECTRICAL INDUSTRIES PTY LIMITED ha stipulato un contratto con il Reparto N.S.W. della MOTOR TRANSPORT per la fornitura di una rete televisiva a circuito chiuso che consenta di controllare il traffico nel centro della città di Sidney.

Le telecamere saranno telecomandate dalla polizia addetta al traffico stradale, da una cabina di manovra.

Il contratto, per il primo dei tre stadi di lavori in programma è valutato 25.000 lire sterline e comprende fornitura, apparecchiatura, installazioni, di 6 telecamere. Il valore totale di tutte e tre gli stadi è di 75.000 lire sterline ed include un totale di 18 unità. Il primo stadio entrerà in funzione a novembre.

Le telecamere, adatte in particolar modo alle condizioni climatiche locali, saranno piazzate sopra gli edifici della città. Una speciale caratteristica è costituita da obiettivi automatici che coprono gli otturatori appena termina il funzionamento per evitare danni a seguito dell'esposizione accidentale al sole.

(*Philips Topics* 274)

Sistema di telecomando per fornire l'energia elettrica

Fra tre anni la distribuzione di energia elettrica dell'Aja sarà controllata da un solo tecnico.
Due stazioni principali e dieci sussidiarie che forniscono la città di energia elettrica saranno controllate elettronicamente da speciali impianti. È già stato messo in funzione il sistema di telecomando per una delle stazioni principali e fra 3 anni sarà completato l'intero progetto.

Uno dei vantaggi essenziali di questo sistema è che si può rimediare più velocemente ad eventuali guasti. Con il sistema di controllo manuale, dopo che le stazioni non erano controllate giorno e notte, in caso di guasti, un tecnico doveva fare delle indagini e prendere i relativi provvedimenti con grande impieg di tempo e gravi inconvenienti.
Grazie a questa nuova apparecchiatura le stazioni possono essere meglio controllate ed è inoltre facilitata la distribuzione di energia elettrica. Il sistema di telecomando, come pure il trasporto di corrente e la posizione degli interruttori delle stazioni, collegati con un interruttore centrale, è realizzato per mezzo di sistemi elettronici Multiplex.
Con questo sistema si possono controllare 45/50 interruttori per stazione.

(*Philips Topics* 274)

Piero Soati

Il «trainer» elettronico Philips

Una interessante apparecchiatura, che è senz'altro destinata ad avere un notevole successo tanto nel campo dell'insegnamento dell'elettronica quanto nell'ambito dei laboratori sperimentali, è stata messa a punto recentemente dalla Philips.

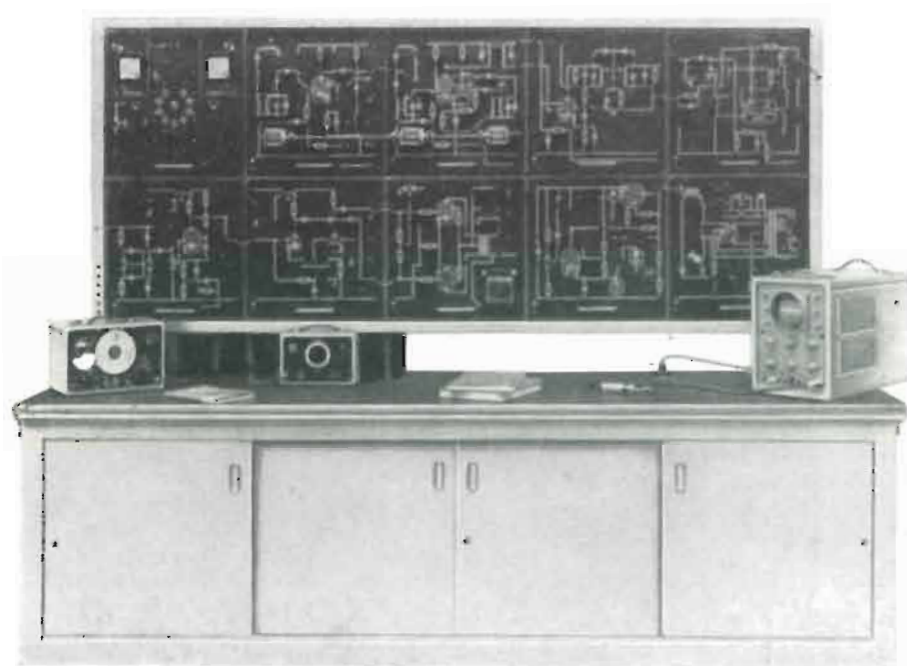



Fig. 1 - Banco completo del Master Trainer.

SI TRATTA del Master Trainer (figura 1) una apparecchiatura sulla quale è possibile fissare dei pannelli metallici, intercambiabili fra loro, su ciascuno dei quali è riprodotto integralmente un circuito fondamentale, quale ad esempio un amplificatore a RF, un amplificatore a MF, un multivibratore o qualsiasi altro stadio di un radioapparato.

Tutti gli elementi che fanno parte dei vari circuiti quali le valvole, i transistori, le bobine, le resistenze, i condensatori e i cavallotti, possono essere tolti, sostituiti o cortocircuitati in quanto sono muniti di spinotti. È ovvio che un tale sistema consente di realizzare, su un solo pannello, un gran numero di circuiti diversi tanto è vero che è possibile costruire un vero e proprio apparecchio superetorodina funzionante.

Da tale premessa se ne può concludere che detto apparecchio rappresenta quanto di più moderno e di più pratico si possa desiderare nel campo dell'insegnamento. Infatti il sistema adottato consente di stabilire, nel modo più immediato, il legame tra la spiegazione teorica e l'applicazione pratica del funzionamento di un dato circuito, inoltre la possibilità di sostituire qualsiasi componente con altro di differente valore, dà all'insegnante la possibilità di far comprendere agli allievi la differenza del comportamento di un apparecchio in condizioni di normalità ed in quelle di anormalità. D'altra parte esso si presta in modo particolare a creare, in un dato circuito, particolari condizioni di anormalità artificiali, quali corto circuiti, interruzioni od altri fenomeni, i quali consentono di prevedere il suo comportamento di fronte ad una effettiva avaria.

1. - MONTAGGI REALIZZABILI CON L'USO DI ALCUNI PANNELLI

Pannello 1 - Misura di tutte le caratteristiche dei tubi elettronici, quali diodi, triodi, tetrodi, pentodi ecc. Misura della pendenza, della resistenza, interna e del coefficiente di amplificazione. Realizzazione di un semplice amplificatore per audiofrequenza nelle tre diverse disposizioni, con griglia, catodo ed anodo a massa.

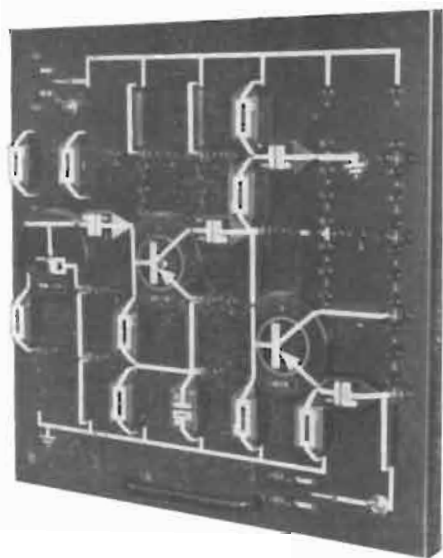



Fig. 2 - Esempio di montaggio di uno stadio amplificatore BF a transistor; la resistenza di carico del collettore e la resistenza di polarizzazione di base del transistor sono state di proposito tolte per simulare un'eventuale anomalia di funzionamento.

Pannello 2 - Rettificazione di una sola alternanza. Rettificazione di due alternanze di una tensione sinusoidale. Studio delle caratteristiche dei diversi filtri di alimentazione con ingresso induttivo, con ingresso capacitivo, a resistenza e capacità. Rilevamento della caratteristica di uscita in funzione del carico (curva V = f). Misura della impedenza di uscita, in funzione della frequenza. Utilizzazione del pannello come alimentatore degli altri pannelli.
Pannello 3 - Stabilizzazione della tensione mediante l'impiego di tubi stabilizzatori *OB*2 o *OA*2. Stabilizzazione elettronica della tensione per mezzo di un tubo regolatore disposto in serie (montaggio ad uscita catodica). Studio del comportamento del tubo regolatore in serie e del tubo amplificatore ad esso associato. Misura e studio sull'andamento della tensione di ondulazione (ripple) e della relativa attenuazione. Rilevamento della caratteristica dell'alimentatore sotto carico. Misura della resistenza interna.
Pannello 4 - Amplificatore per uno stadio finale in classe *A* (*BF*). Amplificatore simmetrico *BF* in classe *A*, *B*, *AB*. Amplificatore di modulazione per trasmettitore a *AM*. Amplificatore di potenza per un oscillatore ad audio frequenza. Misura della potenza di uscita per diverse regolazioni. Misure del rendimento dei tubi, del trasformatore di uscita. Regolazione del punto di lavoro dei tubi, sia per variazioni della resistenza catodica, sia per una tensione supplementare negativa.
Pannello 5 - Realizzazione di diversi tipi di stadi invertitori di fase. Amplificatore differenziale. Trigger di Schmit. Multivibratore monostabile e astabile. Divisore di frequenza. Modulatore bilanciato.

Pannello 6 - Preamplificatori di BF di tipo diverso. Studio della regolazione dei correttori di tonalità.

Pannello 7 - Rivelatore. Controllo automatico del guadagno (*CAG*). Indicatore di sintonia. Studio dello smorzamento di un filtro di banda provocato da un rivelatore disposto in parallelo od in serie.
Studio della costante di tempo del CAG. Misura della influenza di un carico complesso collegato ad un filtro di banda. Misura del rendimento e della distorsione di un rivelatore. Rivelazione di griglia e di placca. Indicatore della percentuale di modulazione.

Pannello 8 - Amplificatore MF. Studio della larghezza di banda e della pendenza dei fianchi di un filtro di banda. Influenza dei diversi smorzamenti e del disadattamento dei carichi. Amplificatore a più stadi sfalsati uno rispetto all'altro. Influenza del *CAG*. Controreazione e neutralizzazione. Studi sui vari sistemi di accoppiamento.

Pannello 9 - Mescolatore e convertitore di frequenza. Oscillatore. Studio dell'andamento dell'oscillatore con padding in serie e variabile.
Stabilità dell'oscillatore in funzione della tensione di alimentazione. Misure della pendenza di conversione e dell'amplificazione di conversione. Curva del padding. Funzionamento di un filtro di banda.
Pannello 10 - Stadio divisore di frequenza. Oscillatore transistor. Integratore di Miller. Phantastron. Amplificatore con accoppiamento RC. Rivelazione di anodo. Guadagno dello stadio in funzione della frequenza. Preamplificatore a RF. Rivelazione di griglia. Misura del guadagno di un amplificatore *AF* per azione del *CAG*.
Pannello 11 - Consente la dimostrazione delle leggi fondamentali come quella di Ohm; Kirchkoff ecc. Misura dei circuiti di filtro. Filtri passa basso e passa alto, ed altri. Ponte di Wheastone e di Wien. Amplificatore a transistori *BF*. Amplificatori vari a transistori. Limitatore di diodo. Caratteristiche di diodi. Modulatore a diodi. Rettificatore e moltiplicatore di tensione.
Pannello 12 - Multivibratore astabile, monostabile, e bistabile. Trigger di Schmitt. Generatore a dente di sega. Divisore di frequenza.
Pannello 13 - Generatore ECO. Transistron Miller e Phantastron. Divisore di frequenza. Differenziatore. Oscillatore a linea di Lecher. Oscillatore FM. Oscillatori tipo Hartley, Colpits ed altri.
Pannello 14 - Amplificatore BF a RC. Amplificatore con griglia a massa. Stadio con uscita catodica. Generatore a dente di sega. Limitatore. Oscillatore bloccato. Oscillatore a RF. Oscillatore Clapp, Colpits, RC e di onde smorzate. Duplicatore di frequenza. Conversione di frequenza per mescolazione additiva. Trigger bloccato. integratore.
Pannello 15 - Amplificatore di potenza RF. Modulazione di griglia e di anodo. Neutralizzazione. Determinazione dell'adattamento ottimo del carico.
Pannello 16 - Stadio di uscita a transistori. Polarizzazione in classe A e B. Stadio a transistori semplice e controfase. Studio sulla stabilità dei transistori.
Pannello 18 - Caratteristiche e parametri nei montaggi con emettitore comune, base e collettore comune. Trigger di Schmitt a transistore. Multivibratore astabile, monostabile e bistabile a transistori. Oscillatore bloccato e smorzato a transistori. Oscillatori di vario tipo. Oscillatore a quarzo (pierce) a transistori. Generatore BF a transistori. Invertitore di base a transistori. Stadio pilota e stadio push-pull a transistori.
È disponibile anche un *Trainer elettronico* di dimensioni più ridotte, particolarmente destinato agli studenti, sul quale si possono realizzare gli stessi circuiti elettrici del *trainer* normale. I pannelli sono di metallo. I collegamenti elettrici dei vari elementi del

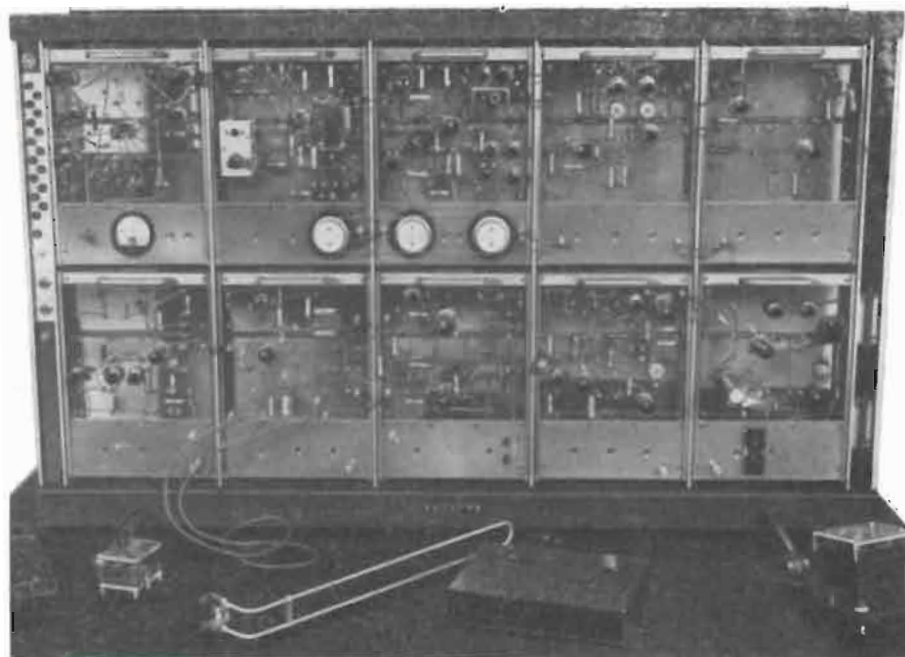



Fig. 3 - Trainer elettronico di formato ridotto (Student Trainer); fornisce le medesime prestazioni del modello più grande e può essere utilizzato da gruppi di studenti per realizzare durante le esercitazioni i circuiti illustrati in precedenza dall'insegnante sul Master Trainer.

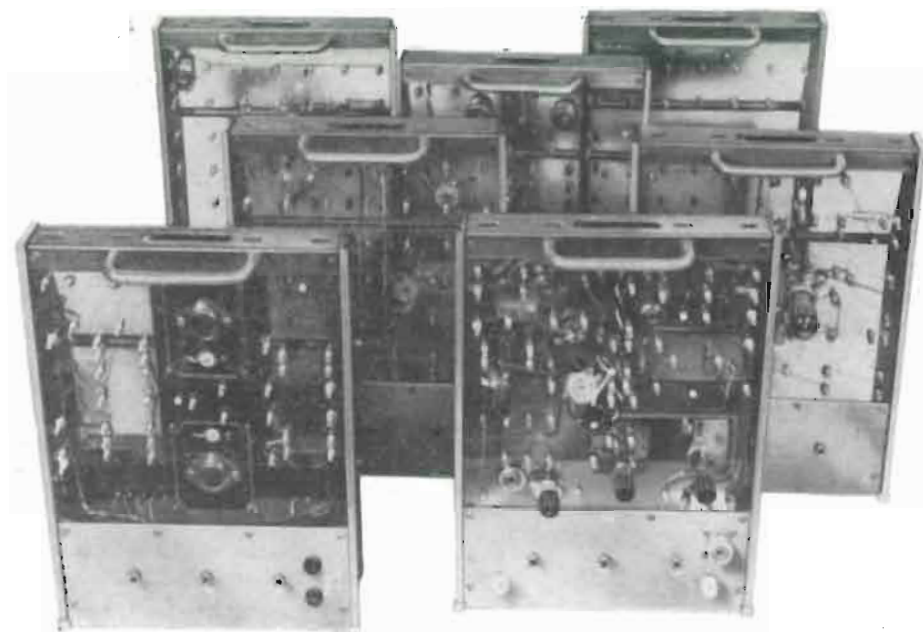
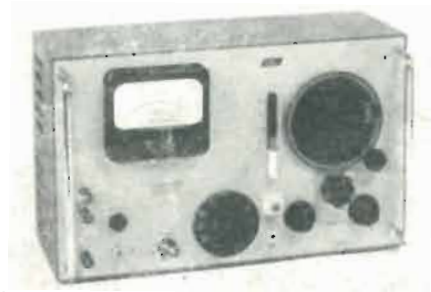
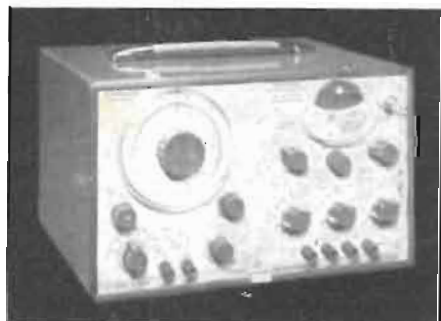



Fig. 4 - Alcuni pannelli impiegati nello Student Trainer; la placca di materiale plastico trasparente permette di seguire il circuito parzialmente realizzato in modo fisso, per quello che riguarda l'alimentazione dei vari stadi, nella parte posteriore dei pannelli stessi.

circuito si trovano sul retro di ciascun pannello mentre sulla parte anteriore i componenti risultano montati nella stessa posizione in cui appaiono sullo schema elettrico realizzato sul pannello stesso e ben visibile. I vari componenti del circuito sono racchiusi in scatolette, sulla parte anteriore delle quali è rappresentato il simbolo del componente racchiuso. Ogni scatoletta è munita di due spinotti ai quali è saldato il componente (resistenza, diodo, condensatore ecc.). Ciò consente di realizzare un dato circuito elettrico osservandone contemporaneamente lo schema con i classici simboli.

Nel banco del trainer si trovano ampi armadi [nei quali si ripongono i pannelli non utilizzati. Il circuito centrale di alimentazione fa capo ad una contattiera di spinotti della quale è munito ciascun pannello. *A*

Un nuovo distorsiometro ad alta impedenza d'ingresso è stato messo a punto dai LABORATOIRE ELECTRO-ACOUSTIQUE (LEA) Rueil. Lavora su frequenze fondamentali da 25 Hz a 25 kHz e armoniche da 25 Hz a 100 kHz, è in grado di misurare tassi di distorsione dallo 0,2% al 100%.

La MARCONI INSTRUMENTS presenta due generatori per BF e MF, rispettivamente modelli TF2000 e TF2001. L'unità TF2000 contiene l'oscillatore a bassa frequenza e l'attenuatore con strumento d. controllo per bassa frequenza, ed è particolarmente destinata all'impiego come sorgente in prove di distorsione, risposta di frequenza, livelli di funzionamento e guadagno su apparati audio ad alta fedeltà. L'unità TF2001 contiene la coppia corrispondente di strumenti per media frequenza e, senza contare analoghi impieghi quando non occorra eccezionale purezza, è convenientissima come strumento universale da laboratorio.

Disponibili all'« Eldo » posti per ingegneri fisici e matematici

La ELDO è una organizzazione spaziale internazionale con sede a Parigi avente lo scopo di sviluppare dei vettori di lancio spaziali per usi pacifici. La realizzazione del primo razzo a tre stadi è in sviluppo, mentre sono in corso avanzato studi per ulteriori programmi.
Sono disponibili in organico posti per ingegneri, fisici, matematici, che posseggono esperienza in uno o più campi seguenti: ingegneria missilistica, meccanica del volo, aerodinamica, propulsione (chimica, nucleare, elettrica), guida e controllo, elettronica, attrezzature di prova, direzione di programmi di lancio di missili.
I candidati dovranno possedere titoli di primo ordine e avere qualche anno di esperienza. Lingue richieste: francese o inglese.
I trattamenti, le indennità e le previdenze sono conformi alle altre Organizzazioni Internazionali a Parigi.
Le domande dall'Italia dovranno essere presentate su moduli, da richiedere alla Delegazione italiana per l'ELDO, Direzione Generale degli Affari Economici del Ministero degli Affari Esteri, Roma. *(i. s.)*

Studi e ricerche sulla ionosfera condotti dalla II sezione del centro per l'elettronica e le telecomunicazioni

La Sezione del Centro del Consiglio Nazionale delle Ricerche per l'elettronica e le telecomunicazioni, diretta dal Prof. Mario Boella ed istituita presso l'Istituto di elettronica e telecomunicazioni del Politecnico di Torino, ha iniziato, da più di un anno, un'attività di studi e ricerche nel campo ionosferico, grazie ad un contributo di 5 milioni di lire avuto su proposta del Comitato per la ingegneria del C.N.R. ed alla istituzione, pure per parte del C.N.R., di un posto di ricercatore laureato e di uno di tecnico.
Il contributo, di 1,5 milioni per il 1961-62 e di 3,5 milioni per il 1962-63, era stato concesso per « localizzazione dei satelliti osservando l'effetto Doppler contemporaneamente da più stazioni ed elaborazione dei dati per lo studio delle caratteristiche fisiche della ionosfera ».
Per la prima parte del programma di ricerca, che doveva svolgersi in collaborazione col Centro Microonde di Firenze, alla fine del 1962 era pronta un'attrezzatura di base consistente in due radioricevitori professionali VHF « Eddistone », un registratore a nastro professionale E.M.I. ed alcune antenne direttive tipo Yagi. Tuttavia le prime prove di ricezione di satelliti misero in evidenza l'alto livello di disturbi esistente nel sito ov'è l'Istituto e di conseguenza la necessità di migliorare le installazioni, sia con antenne più direttive, sia con ricevitori a banda più stretta. Fu perciò deciso di intensificare gli studi, già parallelamente iniziati, sulle antenne direttive mentre si sta ricercando altro tipo di ricevitore professionale con caratteristiche di selettività più particolarmente adatte alla ricerca. Contemporaneamente si è proseguita un'altra ricerca parallela, anche iniziata nel quadro di questa attività, per l'attuazione di antenne con amplificatore parametrico incorporato.
La seconda parte del programma di ricerca riguardava uno studio sull'attendibilità dei metodi di previsione della propagazione ionosferica, comparandone i risultati di previsione per alcuni ipotetici collegamenti opportunamente scelti, con i dati sulla ionosfera effettivamente rilevati da un certo numero di stazioni di sondaggio ionosferico che si trovano sul percorso. L'analisi è stata estesa a tutto il 1958 (Anno Geofisico), per il quale si poteva usufruire di particolare abbondanza di dati forniti dalle stazioni di sondaggio.
Nel corso di questa indagine è apparsa l'insufficienza dei dati normalmente forniti dalle stazioni di sondaggio (fo F2, MUF-3000), per una soddisfacente rappresentazione dello stato della ionosfera, e l'opportunità di maggiore informazione, quale potrebbe essere quella fornita dai dati caratteristici hpF2 ed ypF2. La disponibilità di questi dati era stata raccomandata nelle istruzioni emanate dall'URSI per l'Anno Geofisico Internazionale; ma si è constatato che solo qualche rara stazione era in grado di fornire l'hpF2, mentre non si è potuto raccogliere alcun valore dell'ypF2. Ciò probabilmente è portato dalla difficoltà e dalla laboriosità dell'estrazione di questi dati dai profili h'(f) forniti dalle ionosonde.
Si è perciò svolta una seconda indagine al fine di accertare vantaggi e difficoltà dell'uso di tali parametri per il calcolo delle massime frequenze usabili su distanze intermedie. Lo studio è stato svolto sulla completa serie di ionogrammi rilevati dalla stazione svizzera di Sottens nel novembre 1958, confrontando i valori delle MUF, per distanze intermedie ottenuti direttamente dagli ionogrammi mediante le curve di trasmissione con quelli ricavati mediante i due parametri hp F2 ed yp F2 oppure mediante i valori fo F2 e MUF-3000 ed i consueti monogrammi di interpolazione. È risultata evidente la precisione assai maggiore ottenibile con tali parametri, che può spesso valere la maggiore laboriosità del metodo.
Anche questa ricerca, come la precedente, sarà oggetto di pubblicazione sulla stampa tecnica. *(i.s.)*

Sergio Moroni

Sistemi di accensione a transistori per automobile*

A complemento di quanto già pubblicato sulla Rivista (giugno 1963, pag. 262 e segg.) si ritiene interessante la seguente nota aggiuntiva, ricavata da Electronics, in quanto tra non molto, forse entro questo stesso anno, i circuiti descritti verranno usati su vetture in circolazione in Italia.

Fig. 1 - Circuito di accensione tipo *transigniter*.

1 - CIRCUITO DI ACCENSIONE TRANSIGNITER

La divisione PRESTOLITE della ELECTRIC AUTOLITE ha in vendita il circuito di accensione a transistori, chiamato *transigniter*, di cui riportiamo lo schema nella fig. 1 e di cui il costruttore esalta non solo la vita prolungata dei contatti interessati, ma anche un prolungamento dell'uso per i componenti secondari quali il rotore ed il cappuccio del distributore, cablaggi e candele.

La corrente nei contatti è di circa 0,25 A, mentre quella di picco nel transistore è di 9 A. Si ottiene da questo circuito una tensione di uscita praticamente costante, a cagione della rapida salita della corrente al livello prestabilito in seguito al basso valore dell'induttanza primaria.

Il diodo D_1 polarizza inversamente la giunzione emettitore - base quando i contatti del ruttore sono aperti, in modo da assicurare l'interdizione del transistore anche alle alte temperature.

La resistenza R_1 permette che una debole corrente fluisca in continuazione attraverso D_1, in modo da provocare una caduta di 0,5-0,75 V ai capi del diodo. Poichè la base è collegata al lato positivo di D_1 attraverso la resistenza R_2 e l'emettitore è collegato direttamente al lato negativo del diodo, quando i contatti sono aperti, la base è ad un potenziale positivo di 0,5-0,75 V rispetto all'emettitore, assicurando così l'interdizione. Questo effetto è esaltato mantenendo R_2 al valore minimo possibile, tenendo presente però che tale valore non deve essere troppo ridotto per non aumentare l'intensità della corrente che attraversa i contatti all'atto della chiusura.

Il diodo Zener D_2 è un componente protettivo. Se le tensioni inverse indotte o dei transistori superano il valore di rottura del diodo D_2, esso provvede a tagliare tali impulsi ad un livello inferiore a quello di sicurezza per la giunzione emettitore-collettore.

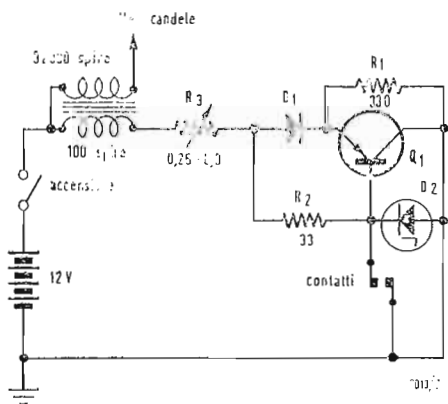
Durante il periodo di chiusura dei contatti la base del transistore è collegata direttamente al collettore, permettendo così il massimo passaggio di corrente. L'impedenza del transistore nello stato di conduzione totale è di circa 0,1 Ω. La corrente iniziale è limitata dalla resistenza del primario del traformatore alta tensione ed in un tempo successivo dalla resistenza zavorra R_3.

Il condensatore tradizionalmente collegato ai capi dei contatti è stato eliminato.

Secondo la PRESTOLITE l'energia eccessiva disponibile nei sistemi convenzionali di accensione, sebbene non venga utilizzata, abbrevia notevolmente la vita delle candele. Con la commutazione esente da scariche del sistema a transistori si ottiene invece una tensione secondaria molto precisa, senza picchi eccessivi dovuti alle scariche irregolari dei contatti. Con questo sistema la tensione secondaria costante permette l'uso di candele con distanze tra gli elettrodi maggiorate per un periodo notevolmente più lungo.

Un componente di particolare fattura nel *transigniter* è il resistore zavorra ad avvolgimento induttivo (R_3 nella fig. 1) che è collegato con il minimo di cablaggio tra la bobina ed il dissipatore su cui è montato il complesso, in modo da assicurare la protezione del transistore con un circuito di chiusura a bassa impedenza.

La PRESTOLITE ha iniziato la produzione anche di un circuito con positivo a massa, che è praticamente lo stesso di quello illustrato tranne che per il transistore che è al silicio del tipo NPN. Questo transistore può sopportare temperature dell'ordine di 200 °C ed ha una corrente di collettore massima di 30 A.

Il transistore PNP al germanio del sistema con negativo a massa ha una

(*) da S. B. GRAY, Consumer Electronics, part II: Home and Auto Controls, *Electronics*, May 10, 1963.

temperatura massima di esercizio di 90 °C ed una corrente di collettore di 15 A.

Il primo tipo realizzato di circuito con positivo a massa usava un piccolo transistore NPN che pilotava il transistore di potenza PNP, ma il comando di base non era sufficiente a portare il transistore alla saturazione. Così si provocava un notevole aumento della temperatura della giunzione ed il transistore veniva danneggiato irreparabilmente.

La soluzione quindi non poteva essere trovata che nel transistore NPN di potenza a spese di un notevole aumento del costo del sistema.

Una possibile evoluzione del sistema è nella sostituzione del processo di innesco per mezzo della chiusura dei contatti con sistemi completamente elettronici.

2. - CIRCUITO DI ACCENSIONE DELCOTRONIC

Il sistema *delcotronic* prodotto dalla divisione DELCO-REMY della GENERAL MOTORS, elimina il ruttore, utilizzando un sistema di innesco a impulsi magnetici.

La temporizzazione in questo sistema a tre transistori è data da un generatore di impulsi di tensione, che consiste in una barra metallica che ruota tra una calamita ed un avvolgimento, sistemati all'interno della scatola del distibutore. Gli impulsi temporizzatori opportunamente amplificati comandano la corrente primaria della bobina.

Il circuito (fig. 2): il Q_1 è il transistore di pilotaggio, Q_2 il preamplificatore e Q_3 lo stadio di potenza, tutti sono di tipo speciale. La corrente primaria della bobina è controllata dal Q_3; il resto del circuito serve a controllare Q_3. Il generatore di impulsi e Q_1 annullano la corrente al momento opportuno, mentre C_1, R_1 la reintegrano.

Con il contatto di accensione chiuso (marcia) ed il distributore fermo, Q_2 e Q_3 sono in saturazione così che la corrente circola nel primario della bobina ed il condensatore C_1 si carica. Con il distributore in moto si genera un impulso nell'avvolgimento ed in tal modo Q_1 viene portato in saturazione, chiudendo il circuito di C_1 tra la base e l'emettitore di Q_2. Con la carica presente su C_1 la base di Q_2 è ora più positiva dell'emettitore ed il transistore si interdice, provocando quindi l'interdizione anche di Q_3. L'interdizione di Q_3 interrompe la corrente primaria nella bobina ed in seguito a ciò il campo magnetico cade a zero, con la conseguenza di una rapida crescita della tensione ai capi del secondario.

La carica su C_1 mantiene in interdizione Q_2 finchè esso si è completamente scaricato attraverso R_1, Allora Q_2 sarà di nuovo portato alla saturazione e di conseguenza sarà saturato anche Q_3 e la corrente riprenderà a fluire nel primario della bobina.

Non appena Q_2 raggiunge la saturazione la reazione di tensione attraverso R_2 interdice Q_1 riportando il sistema alle condizioni iniziali.

Il diodo Zener D_1 taglia tutti i transistori che potrebbero danneggiare Q_3.

I condensatori C_2 e C_3 eliminano i transistori di tensione provenienti dall'avvolgimento di controllo e che danneggerebbero Q_1.

Il sistema *delcotronic* è montato a richiesta su tutti i modelli Pontiac del 1963.

A.

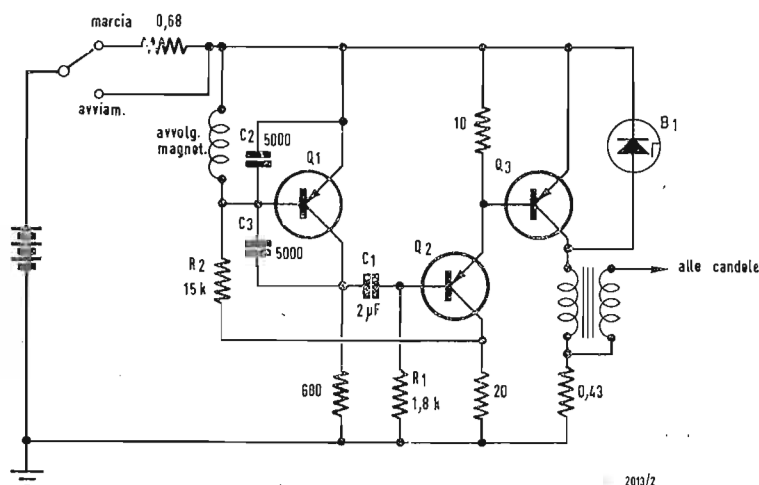



Fig. 2 - Circuito di accensione tipo *delcotronic*.

dott. ing. Paolo Quercia

Comportamento delle antenne Yagi in presenza di stratificazioni di ghiaccio*

Il problema delle stratificazioni di ghiaccio sulle antenne risulta particolarmente interessante nel caso di antenne trasmittenti televisive poste notoriamente in località molto esposte.
L'effetto di tali incrostazioni interessano in special modo le stazioni ripetitrici televisive funzionanti nella gamma UHF ed equipaggiate con antenne Yagi, poichè pochi millimetri di ghiaccio possono infirmare il regolare servizio.

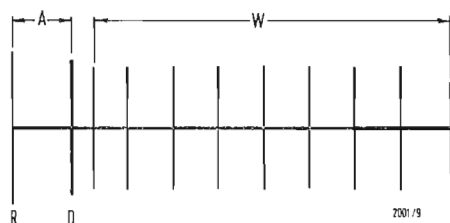



Fig. 1 - A) Sistema radiatore; W) Linea direttrice; R) Riflettore; D) Dipolo alimentato.

ESAMINIAMO dettagliatamente l'effetto delle stratificazioni di ghiaccio sui parametri principali caratterizzanti l'antenna.
L'impedenza di ingresso può essere mantenuta pressocchè indipendente dallo spessore ghiacciato avente una costante dielettrica superiore rispetto all'aria.
Tale effetto si ottiene proteggendo il dipolo radiatore e meglio anche il primo ed il secondo direttore con un contenitore in plastica.
La camera d'aria tra gli elementi radianti ed il mantello di ghiaccio riduce fortemente l'influenza della costante dielettrica superiore del ghiaccio, formatasi esternamente al contenitore.
Si hanno invece notevoli variazioni nel diagramma di radiazione e nel guadagno.

1. - LE ANTENNE YAGI

1.1. - Le antenne Yagi misuranti alcune lunghezze d'onda si possono catalogare nel gruppo delle antenne a superficie di onda.
Si possono distinguere il gruppo di eccitazione costituito dall'elemento radiatore e del riflettore e da un gruppo di guida dell'onda irradiata costituito dai direttori disposti tutti su di una medesima superficie piana (fig. 1).
Il gruppo di eccitazione genera un'onda che si propaga attraverso il gruppo di guida, al termine del quale, viene irradiata nello spazio.
L'onda, nel gruppo di guida, costituito dai direttori, si sposta con una velocità di propagazione inferiore a quello dello spazio libero. Tale differenza nella velocità di propagazione è sostanziale per le proprietà direttive dell'antenna ed è legata alle dimensioni fisiche del singolo elemento: lunghezza e diametro.
I direttori più corti di $\lambda/2$ producono un rallentamento minimo che tende ad aumentare con l'aumentare della lunghezza dei direttori stessi.

(*) Rielaborato da: LOHR, M., Das Strahlungs-Diagramm vereister Yagi-Antennen, *Radio Mentor*, maggio 1963, pag. 420.

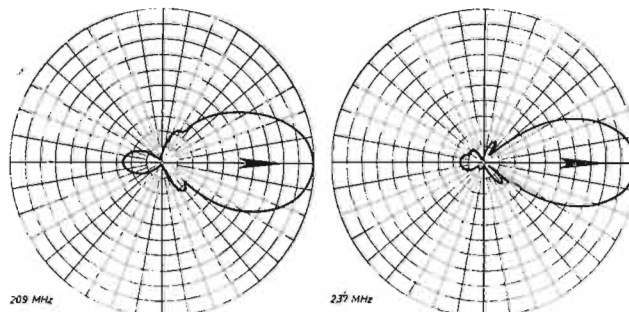



Fig. 2 - Antenna A, senza incrostazione di ghiaccio. Diagrammi di radiazione nel piano orizzontale E.

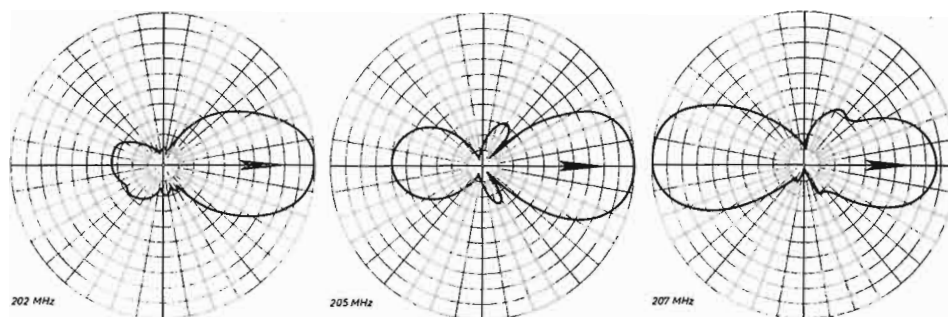



Fig. 3 - Antenna A, con strato di ghiaccio di 30 mm. Diagramma di radiazione nel piano orizzontale E.

Aumentando la lunghezza dei direttori fino a $\lambda/2$ si arriva ad un limite oltre il quale non si ha più propagazione delle onde e i direttori funzionano come riflettori.

Per le antenne normali i valori ottimi dei valori di rallentamento nei direttori è compreso fra il 10% ed il 30%.

Diminuendo la lunghezza d'onda rispetto a quella di funzionamento, si ha una brusca diminuzione di direttività avvicinandoci alla frequenza limite superiore, intesa come quella frequenza alla quale non si ha più propagazione delle onde, analogamente a quanto spiegato precedentemente.

1.2. - Gli elementi direttori incrostati di ghiaccio aventi una costante dielettrica superiore subiscono una variazione della loro lunghezza elettrica.

Lo spessore del ghiaccio tende a spostare i rapporti di lunghezza fra radiatore e direttori che risultano come allungati.

La velocità di propagazione sui direttori tende quindi a diminuire all'aumentare dello spessore del ghiaccio facendo variare il diagramma di radiazione dell'antenna; aumentano altresì i lobi laterali.

Quando la propagazione si annulla nei direttori l'antenna Yagi perde le proprietà direttive e i direttori si comportano come riflettori.

2. - MISURE PRATICHE

2.1. - Sono state condotte una serie di prove atte a determinare, nella gamma delle frequenze di funzionamento normale, la frequenza limite già definita in funzione dello spessore del ghiaccio. Per rendere confrontabili le varie prove si è cercato di ottenere artificialmente spessori di ghiaccio il più costanti possibili, benchè le incrostazioni naturali presentano notevoli disuniformità.

Il congelamento è stato ottenuto con temperatura compresa fra —10° e —20 °C sottoponendo le antenne ad uno spruzzo di acqua polverizzata ottenendo un notevole spessore di ghiaccio senza considerevoli inclusioni d'aria. Le antenne sono state quindi sottoposte ad uno spruzzo di acqua contenente calcare (non distillata) non alterante tuttavia le condizioni che si ottengono con acqua piovana normale.

2.2. - Sono stati sperimentati i seguenti tipi di antenna:

A) Yagi a 14 elementi - Frequenza 200-230 MHz-Banda III TV. B) Yagi a 3 elementi - Frequenza 200-230 MHz-Banda III TV. C) Yagi a 10 elementi - Frequenza 470-520 MHz-Banda IV TV. D) Yagi a 8 elementi - Frequenza 470-520 MHz - Banda IV TV.

Il dipolo alimentato delle antenne del tipo A e B era protetto con un tubo in poliestere, mentre rimaneva scoperto per le antenne del tipo C e D.

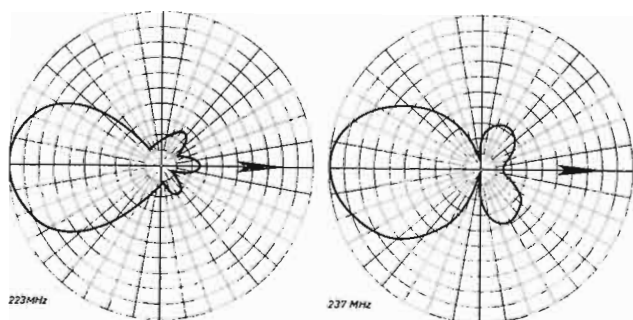



Fig. 4 - Antenna A, con strato di ghiaccio di 30 mm. L'antenna irradia posteriormente.

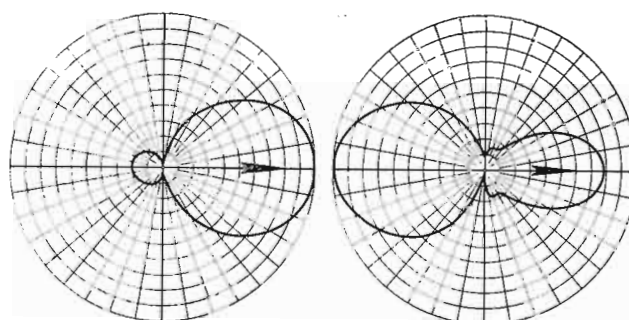



Fig. 5 - Antenna B. Diagramma di radiazione nel piano orizzontale E. *a*) senza incrostazione di ghiaccio; *b*) con strato di ghiaccio di 30 mm.

Tabella 1 - Parametri principali dei quattro tipi di antenna esaminati e risultati delle prove.

Antenne	Numero dei riflettori	Numero dei Direttori	Lunghezza relativa della antenna a/λ	Spessore relativo degli elementi parassiti d/λ	Gamma di frequenza f_u	f_o	Spessore del ghiaccio mm	Frequenza limite superiore f_o	Frequenza superiore relativa f_o/f_o	Possibilità d'uso
A	1	12	1,95	0,014	200	230	3,5	250	1,08	usabile
							15	220	0,96	usabile su piccola gamma
							30	206	0,90	non usabile
B	1	1	0,42	0,014	200	230	10	245	1,06	appena usabile
							30	210	0,91	non usabile
C	3	6	1,52	0,008	470	520	5	458	0,93	non usabile
							10	445	0,85	non usabile
D	1	6	1,52	0,008	470	520	4	494	0,95	non usabile
							10	445	0,85	non usabile

In fig. 2 *a* e *b* è riportato il diagramma di radiazione nel piano orizzontale E delle antenne di tipo A irradianti con polarizzazione orizzontale, in condizioni normali senza stratificazione di ghiaccio, rispettivamente alle frequenze 209 MHz e 237 MHz.
La scelta della frequenza superiore di 237 MHz, 7 MHz più in alto della normale frequenza di lavoro indica che la frequenza limite dell'antenna, definita nel paragrafo precedente, giace con un notevole margine fuori dalla normale gamma di lavoro.
In fig. 3 *a*, *b*, *c* è riportato il diagramma di radiazione, nel piano orizzontale E, della medesima antenna con incrostazioni di ghiaccio di 30 mm di spessore.

Le variazioni del diagramma di radiazione sono sempre maggiori all'aumentare della frequenza.

Alla frequenza di 202 MHz il diagramma di radiazione è ancora pressocchè normale (seppure peggiorato rispetto a quello dell'antenna libera del ghiaccio di fig. 2 *a*).

Alla frequenza di 207 MHz si notano notevoli deformazioni: l'antenna incomincia ad irradiare posteriormente e si nota la comparsa di lobi laterali.

Aumentando la frequenza il fenomeno della radiazione posteriore si accentua.

In fig. 4 *a*, *b* si vede che alla frequenza di 223 MHz l'antenna irradia quasi totalmente all'indietro pur rimanendo una piccola parte di radiazione in avanti che raggiunge un minimo alla frequenza di 237 MHz.

L'antenna del tipo B, costituita solamente da tre elementi, riflettore dipolo radiatore e direttore presenta la medesima inversione della direzione di radiazione. Fig. 5. Si deve notare tuttavia che la radiazione diretta non subisce un'attenuazione così intensa come per l'antenna molti elementi del tipo A. La frequenza limite per effetto del ghiaccio, è spostata, verso il basso come nel caso precedente.
Nella gamma UHF è stata sperimentata l'antenna di tipo D composta da un riflettore, dipolo radiatore e sei direttori. Sono state ottenute delle variazioni nel diagramma di radiazione perfettamente analoghe a quelle per l'antenna di tipo A, con uno strato di ghiaccio di 5 mm, cioè più sottile del caso precedente.
2.3. - Le antenne Yagi vengono costruite spesso con riflettore multiplo composto da 2 o 3 elementi fig. 6.
Mediante tale disposizione si ottiene un miglioramento del gruppo di eccitazione e conseguentemente un diagramma di radiazione più acuto, si ha anche un allargamento della banda passante dell'antenna.
Tali miglioramenti permangono anche in presenza di incrostazioni di ghiaccio.
L'antenna incrostata per frequenze superiori del 10% a quella limite, irradia posteriormente una potenza circa venti volte più intensa rispetto a quella irradiata in avanti; questo fenomeno è invece più limitato adottando la disposizione a più riflettori.
Infatti la potenza irradiata posteriormente si stabilizza nell'antenna *C* ad

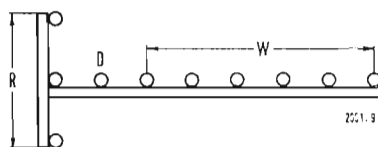



Fig. 6 - Antenna Yagi con riflettore triplice. R = Riflettore; W = Linea direttrice; D = Dipolo alimentato.

un valore circa uguale a quella irradiata anteriormente.

Questo andamento è illustrato nelle figure 7 *a*, *b* e *c* in assenza di ghiaccio e 8 *a*, *b* e *c* con uno strato di ghiaccio di 5 mm. Compaiono anche la indicazione delle frequenze di funzionamento.

Il diagramma di radiazione diretta ed inversa si allarga notevolmente, probabilmente più di quanto si avrebbe con un dipolo semplice.

Pure interessante è l'andamento del diagramma di radiazione nel piano verticale H fig. 9 *a* e *b*.

La dissimetria del diagramma di radiazione è dovuta presumibilmente, al fatto che il dipolo di alimentazione giace in un piano leggermente diverso da quello dei direttori. La forma del diagramma nel piano H conferma quanto si è riscontrato dal diagramma nel piano orizzontale E riguardo il comportamento dell'antenna a frequenze superiori a quella limite.

3. - DISCUSSIONE DEI RISULTATI

3.1. - Nella Tabella riportata sono riuniti i parametri principali delle antenne sperimentali ed i risultati delle prove.

Nella banda terza TV sono ancora tollerabili spessori di ghiaccio fino a 10 mm.

Nella banda IV, già con spessori di ghiaccio di 4mm, le antenne Yagi diventano inutilizzabili.

Si prevede che nella banda V, già siano sufficienti 2 mm di ghiaccio per rendere inservibile questo tipo di antenne.

All'aumentare dello strato di ghiaccio si ha un allargamento del diagramma di radiazione, perdita di guadagno ed anche un aumento dei lobi laterali.

Si può concludere che le antenne Yagi con un certo strato di ghiaccio per frequenze superiori a quella limite hanno un guadagno minore di 1 (oppure $G <$ 0 dB) rispetto al radiatore a mezza onda.

Si può dedurre che si hanno analoghe variazioni nel diagramma di radiazione anche nelle direzioni non sperimentate.

È stato misurato il guadagno di una antenna del tipo C con uno strato di ghiaccio di 6 mm.

Nella gamma di frequenza compresa fra 490 e 510 MHz sono stati misurati i valori $G = -1,1$ dB e $G = -4,9$ dB. Nelle antenne del tipo ad un solo riflettore (fig. 1) si ha una perdita an-

Fig. 7 - Antenna C, senza incrostazione di ghiaccio. Diagramma di radiazione nel piano orizzontale E.

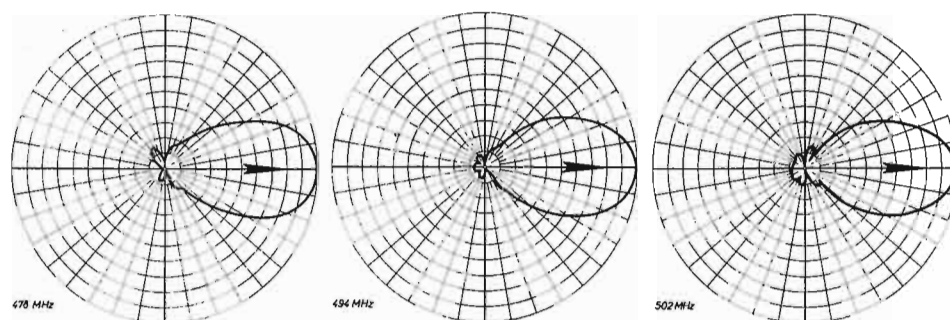



Fig. 8 - Antenna C con strato di ghiaccio di 5 mm. Diagramma di radiazione nel piano orizzontale F.

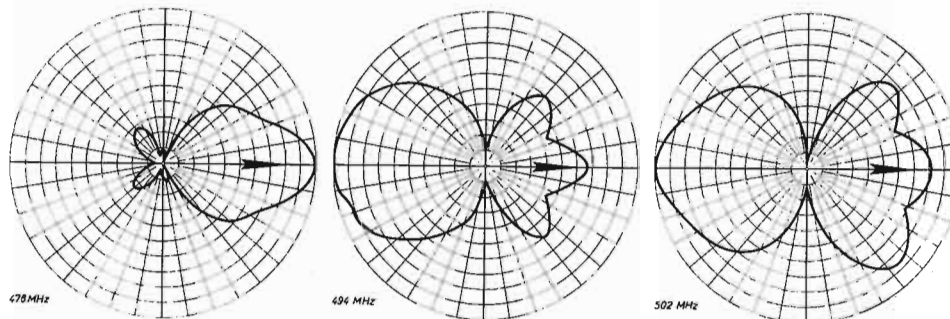
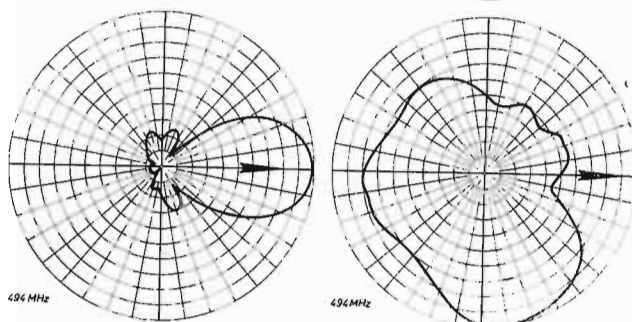



Fig. 9 - Antenna C. Diagramma di radiazione nel piano verticale H. *a*) senza incrostazione di ghiaccio; *b*) con strato di ghiaccio di 6 mm.

cora maggiore come si può vedere dalle figg. 3 e 4 notando il minimo nella radiazione diretta. La costante dielettrica del ghiaccio nella gamma di frequenza esaminate è circa $\varepsilon_r = 3$. La costante dielettrica dell'acqua è $\varepsilon_r = 80$ presentando ampie variazioni in funzione della temperatura e della frequenza. Si ha una brusca variazione della costante dielettrica nel passaggio dallo stato solido a quello liquido.
Allo stato di fusione a 0°, alla frequenza di 500 MHz la costante dielettrica è circa $\varepsilon_r = 90$.
Da quanto detto si può presumere che i diagrammi di radiazione, durante la fusione dello strato ghiacciato, siano ancora più alterati rispetto a quanto risulta dalle prove fatte.
3.2. - È molto raro tuttavia avere delle formazioni di ghiaccio naturale così dense come quelle esaminate durante le prove effettuate.
La costante dielettrica dello strato ghiacciato diminuisce al diminuire della densità e quindi in pratica, per formazioni di ghiaccio naturali, si hanno minore alterazioni nel diagramma di radiazione rispetto a quelle ottenute con le prove sperimentali descritte.
3.3. - Sono state eseguite delle prove per escludere la possibilità di errore dovuto all'uso, per la formazione di ghiaccio di acqua contenente calcare invece dell'acqua di condensa dovuta all'umidità dell'aria che provoca le incrostazioni naturali.
A tale scopo sono stati esaminati due dipoli con formazioni di ghiaccio uguali ottenuti con acqua contenente calcare e con acqua distillata. La frequenza di funzionamento era di 500 MHz. Le impedenze di ingresso sono state rese uguali. Le misure effettuate hanno dimostrato piccolissime variazioni nei due casi, tali da non infirmare minimamente i risultati delle prove fatte con acqua contenente calcare.

4. - CONCLUSIONI

4.1. - È stato dimostrato sperimentalmente la notevole influenza che hanno le formazioni di ghiaccio sulle antenne del tipo Yagi.
Le variazioni sulla resistenza di ingresso possono essere ridotte a valori molto piccoli proteggendo il dipolo radiatore e il direttore con un contenitore di plastica.
Molto intense sono le variazioni nel diagramma di radiazione con perdita del guadagno.
Sulle antenne riceventi non si formano praticamente mai incrostazioni di ghiaccio, data la loro ubicazione relativamente protette.
Sulle antenne trasmittenti si formano spesso incrostazioni ghiacciate dato la loro ubicazione molto esposta come ad esempio in cima ad una montagna.
Se a frequenze inferiori a 100 MHz uno strato non eccessivo di ghiaccio non produce notevoli variazioni, già in banda III l'applicazione di una antenna Yagi, se si prevedono incrostazioni di ghiaccio, risulta appena accettabile.
Nella gamma UHF l'applicazione di una antenna Yagi, nelle condizioni dette, diventa molto problematica.
Nel caso che occorra avere delle antenne che non subiscano variazioni nelle loro qualità irradianti per effetto delle condizioni climatiche, è necessario adottare dei tipi protetti.
Ad esempio nelle stazioni ripetitrici televisive vengono adoperate delle antenne in cui gli elementi radiatori sono protetti da un unico armadio contenitore, la cui parte posteriore, funziona come schermo riflettente. Tali antenne, per uguali spessori di ghiaccio, presentano delle variazioni del diagramma di radiazione notevolmente minori rispetto alle antenne Yagi.
Sembra possibile tuttavia costruire anche delle antenne Yagi, di tipo classico indipendenti dagli effetti delle incrostazioni di ghiaccio.
Si deve proteggere con un contenitore di plastica ogni elemento direttore analogamente a quanto già viene fatto usualmente per il radiatore.
La camera di aria che così si ottiene, anche nel caso di un sensibile spessore di ghiaccio, riduce fortemente le alterazioni nella capacità di guida l'onda del gruppo direttore.
Un'altra soluzione costruttiva consiste nel proteggere tutta l'antenna Yagi con un tubo di plastica. *A.*

Finisce l'era del telefono a disco

È entrato in funzione a Greensburgh (Pennsylvania), contemporaneamente alla vicina cittadina di Carnegie, un nuovo tipo di apparecchio telefonico, che è stato realizzato dal Bell System per snellire il servizio. Si tratta di un telefono che, al posto del disco combinatore, adopera tre file di tasti per i numeri dall'1 al 9 ed un decimo tasto, per la chiamata del centralino, sistemato in coda agli altri. Il principale vantaggio del nuovo tipo di telefono è che permette la chiamata di un numero da 2 a 3 secondi, invece dei 10 secondi normalmente occorrenti di un apparecchio normale, per formare con il disco un numero di sette cifre. Il nuovo apparecchio telefonico verrà esteso entro dieci anni al massimo all'intera rete telefonica americana. *(u.s.)*

CASSA CONFORMATA AD ANELLO PER ESSICCARE ED IMPREGNARE CAVI ELETTRICI.
International Standard Electric Corporation (83-IV-9923)

PERFEZIONAMENTO NEI CAVI ELETTRICI.
Pirelli General Cable Works (83-IV-9323)

MASSA PLASTICA PER IL RIEMPIMENTO DELLE AREE STELLATE DI CAVI ELETTRICI MULTIPOLARI.
Pirelli S.p.A (84-IV-9323)

SISTEMA DI GIUNZIONE DI CAVI ELETTRICI ISOLATI CON MESCOLE A BASE DI GOMMA BUTILICA MEDIANTE NASTRI AUTOADESIVI CONFEZIONATI CON MESCOLE A BASE DI GOMMA BUTILICA E CONTENENTI NERO FUMO.
Pirelli S.p.A. (84-IV-9423)

DISPOSITIVO PER IL RIVESTIMENTO A CALDO DI CAVI ELETTRICI CON GUAINE TUBOLARI METALLICHE.
Pirelli S.p.A. (84-IV-1823)

MATERIALE DI RIVESTIMENTO ELETTRICAMENTE ISOLANTE PER UN FILO RISCALDATORE PARTICOLARMENTE DI CATODI A RISCALDAMENTO INDIRETTO E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
Radio Corporation of America (84-IV-8223)

REGGICAVO IN PLASTICA AUTOSCILLANTE A FASCIA CONTINUA CON DENTI DI RITEGNO RICAVATI DI PEZZO PER CAVI AEREI ELETTRICI, TELEFONICI, TELEGRAFICI ED ORGANI SIMILARI
Raiteri Primo (84-IV-7423)

PERFEZIONAMENTO NELLE APPARECCHIATURE DI ALIMENTAZIONE DI ENERGIA PER CAVI SOTTOMARINI.
Submarine Cables Ltd. (84-IV-8323)

PROCEDIMENTO PER RIVESTIRE ALMENO UNA PARTE DI UN ELEMENTO DI CIRCUITO ELETTRICO CON UNA COMPOSIZIONE VETROSA COMPRENDENTE ARSENICO ED ALMENO UN ELEMENTO SCELTO DAL GRUPPO COSTITUITO DALLO ZOLFO E DAL SELENIO.
Western Electric Co. Inc. (84-IV-0023)

METODO E MEZZI PER FAR PASSARE IN MODO CONTINUO UN CAVO COMPRENDENTE ALLOGGIAMENTI RIGIDI ATTRAVERSO UNA MACCHINA PER CAVI DEL TIPO CATERPILLAR.
La stessa (84-IV-352)

RESITENZA CON TERMINALI DISPOSTI ALLA BOCCA DI UN UNICO TUBO E RELATIVO PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE.
Volt Watt (84-IV-4423)

PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI MAGNETI MONOCRISTALLINI COSTITUITI DA LEGHE DELLA SERIE Fe, Co, Ni, Al, Cu, CON EVENTUALI AGGIUNTE MINORI DI Ti E Nb.
(Centro Magneti Permanenti S.p.A.) (84-IV-4723)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE MAGNETI PERMANENTI SINTERIZZATI DA FERRITI E MAGNETI PERMANENTI SINTETIZZATI DA FERRITI FABBRICATI SECONDO QUESTO PROCEDIMENTO.
(Fips Fabb. It. Prodotti Sinterizzati S.p.A.) (85-IV-7623)

PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI MAGNETI PERMANENTI COSTITUITI DA UN COMPLESSO DI PARTICELLE A STRUTTURA FERITICA INCORPORATE IN UNA MASSA DI MATERIALE TERMOPLASTICO O METALLICO CHE NE COSTITUISCE LA MATRICE.
(Leyman Corp.) (85-IV-1723)

PERFEZIONAMENTO NEI MATERIALI FERROMAGNETICI.
(N.V. Philips Gloeilampenfabrieken) (85-IV-7323)

CONDENSATORE ELETTROLITICO CON ELETTROLITA SOLIDO E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
(Aries Robert Sancier) (85-IV-4223)

PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE DI UN CONDENSATORE ELETTROLITICO CON ELETTROLITA SOLIDO.
(Lo stesso) (85-IV-6123)

PELLICOLE DIELETTRICHE E CONDENSATORI IN CUI SI IMPIEGANO DETTE PELLICOLE.
(De Rudnay André) (85-IV-7823)

PERFEZIONAMENTO NEI CONDENSATORI ELETTROLITICI.
(Fansteel Metallurgical Corp.) (85-IV-1923)

PERFEZIONAMENTO NEI CONDENSATORI ELETTRICI FISSI.
(International Standard Electric Corp.) (85-IV-7623)

DISPOSITIVO ATTO A CHIUDERE UN RELÈ ELETTROMAGNETICO ALLA INTERRUZIONE DI UN FASCIO LUMINOSO.
(C.E.I. Controlli Elettronici Ind. Soc.) (85-IV-1023)

RELÈ FOTOELETTRICO CON PROTEZIONE CONTRO I CORTI CIRCUITI.
(Soc. L.E.A.D.) (85-IV-1723)

RELÈ ELETTROMAGNETICO POLARIZZATO, COMPRENDENTE UN MAGNETE, UN'ANCORA ED UN AVVOLGIMENTO DI MAGNETIZZAZIONE COMUNE PER IL MAGNETE E PER L'ANCORA.
(Siemens und Halske Aktieng.) (85-IV-6923)

APPARECCHIO RICEVITORE RADIO ELETTRICO.
(Gasmann Olivier Vital) (96-IV-6323)

FORNO ELETTRICO AD INDUZIONE CON DISPOSITIVO PNEUMATICO PER LA SPINTA DEL METALLO LIQUIDO NELLA FORMA.
(Metalfusor) (96-IV-1223)

SISTEMA DI MODULAZIONE DI AMPIEZZA.
(Radio Corp. of America) (96-IV-9923)

ANTENNA A PARABOLOIDE DI ROTAZIONE.
(Rohde e Schwarz Italiana) (96-IV-3023)

DISPOSITIVO PER COLLEGARE UN APPARECCHIO TRASMITTENTE O RICEVENTE AD ALTA FREQUENZA CON UN NUMERO PREFERIBILMENTE PARI DI RADIATORI O GRUPPI DI RADIATORI DI UN'ANTENNA.
(Siemens und Halske Aktieng.) (96-IV-2523)

APPARECCHIO PER LA FORMAZIONE DI BOBINE IN SPECIE BOBINE A NIDO D'APE PER APPARECCHIATURE RADIO ELETTRICHE.
(Scipione Germano) (96-IV-5623)

CIRCUITO INQUADRATORE PER SISTEMA DI MODULAZIONE AD IMPULSI.
(Western Electric Co. Inc.) (96-IN-9723)

APPARECCHIO CRITTOGRAFICO.
(Co. Gen. De Telegraphie Sans Fil) (96-IV-3123)

APPARECCHIATURA ELETTRICA DI COMANDO PER DISPOSITIVI FORANASTRO AZIONATI MECCANICAMENTE.
(Veb Buromaschinenwerk Sommerda) (96-IV-2423)

PERFEZIONAMENTO NEGLI APPARECCHI TELEGRAFICI STAMPATI A TIRI.
(Handly John) (96-IV-6323)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER APPARECCHI D'UTENTE TELESCRIVENTI CON FUNZIONAMENTO A CORRENTE SEMPLICE.
(Siemens und Halske Aktieng.) (96-IV-6923)

APPARECCHIATURA TELEGRAFICA STAMPANTE.
(Teletype Corp.) (97-IV-6723)

APPARECCHIATURA ELETTRICA PER ANALIZZARE E REGISTRARE L'INTENSITÀ DI TRAFFICO RELATIVA A CANALI DI SEGNALI.
(Automatic. Switching Ltd.) (97-IV-5923)

PERFEZIONAMENTO NELLE RETI EQUILIBRATRICI PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONE.
(Co. Ind. des Telephones) (97-IV-6023)

APPARECCHIO TELEFONICO.
(Telefonaktiebolaget L. M. Erisson) (97-IV-9523)

DISPOSITIVO MECCANICO AUTOMATICO REGISTRATORE DI CIFRE DURANTE LA LORO FORMAZIONE COL DISCO COMBINATORE DI UN APPARECCHIO TELEFONICO.
(Gambarotta Edoardo) (97-IV-5323)

SISTEMA DI TRASMISSIONI DI SEGNALI PER LA SEGNALAZIONE NELLE INSTALLAZIONI DI TELECOMUNICAZIONI A IMPULSI.
(General Telephone Laboratories Inc.) (97-IV-9723)

SISTEMA DI TRASMISSIONE BILATERALE PER MICROONDE CON UN SOLO ORGANO DI ROTTURA
(Fabbrica Italiana Magneti Marelli) (97-IV-3523)

CUSTODIA PER APPARECCHI PER CONVERSAZIONI IN ALTOPARLANTE A VIVA VOCE FUNZIONANTI NEI DUE SENSI SENZA MANOVRA ALCUNA.
(Ranzato Ermanno e Barbieri Carlo) (97-IV-5723)

PERFEZIONAMENTI AGLI APPARECCHI TELEFONICI PER PERMETTERE L'AVVERTIMENTO DI CHIAMATA ESTERNA AD APPARECCHIO OCCUPATO OD IN CONVERSAZIONE.
(Sciretti Benito e Aceti Giovanni) (97-IV-2623)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER MISURE DI TRAFFICO IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI
(Siemens und Halske Aktieng.) (97-IV-5423)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER SORVEGLIARE IL SINCRONISMO DI DUE DISPOSITIVI DI COMMUTAZIONE DEL TIPO A PASSA A PASSO SITUATI IN POSTI DIVERSI IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(La Stessa) (97-IV-2323)

DISPOSITIVO DI CIRCUITI PER L'ALIMENTAZIONE MICROFONICA DI APPARECCHI TELEFONICI ATTRAVERSO LINEE DI UTENTE.
(Siemens und Halke Aktieng.) (98-IV-6723)

PERFEZIONAMENTO NEI METODI E NEI MEZZI PER L'EGUALIZZAZIONE DELL'ATTENUAZIONE NEI CAVI PER TELECOMUNICAZIONI, PARTICOLARMENTE PER CAVI SOTTOMARINI.
(Submarine Cable Ltd.) (98-IV-4723)

APPARECCHIATURA PER IMPIANTI TELEFONICI ELETTRONICI.
(Telefonaktiebolaget LM Ericsson) (98-IV-4023)

ELEMENTO SENSIBILE ALLA FREQUENZA IN FORMA DI CIRCUITO MULTIPOLARE, COMPRENDENTE UN CORPO OSCILLANTE PIEZOELETTRICO.
(Telefunken G.M.B.H.) (98-IV-3123)

SISTEMA DI SEGNALAZIONE PARTICOLARMENTE PER TELEFONIA AUTOMATICA.
(Western Electric Co. Incorp.) (98-IV-6623)

SISTEMA E METODO DI REGISTRAZIONE VIDEO.
(Ampex Corp.) (98-IV-1823)

PERFEZIONAMENTI A RICEVITORI TELEVISIVI.
(E. K. Cole Ltd.) (98-IV-8723)

COMPLESSO ELETTRODICO DI BERSAGLIO DI UN FASCIO ELETTRONICO CHE NE EFFETTUA LA SCANSIONE PER LA CONVERSIONE IN SEGNALI ELETTRICI E PROCEDIMENTI DI FABBRICAZIONE E DI MANOVRA DEL DETTO COMPLESSO.
(General Electric Co.) (98-IV-2623)

PERFEZIONAMENTI NEI SISTEMI DI TRASMISSIONE PER TELEVISIONE A COLORI.
(N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (98-IV-0023)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUO' RIVOLGERSI
all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
Ing. A. RACHELI e C.
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

Convertitore per radio ricevitore commerciale a 170 MHz*

Vengono forniti dettagli sul guadagno di conversione, rumore e modulazione incrociata, che si ottengono con il transistore Mullard AFZ 12, quando questo venga usato per la conversione di frequenza da VHF a 10,7 MHz. Vengono esaminati gli effetti delle variazioni da transistore a transistore, del punto di funzionamento del transistore, della potenza dell'oscillatore locale e della inserzione del circuito RF sulla base, oppure RF sull'emettitore.

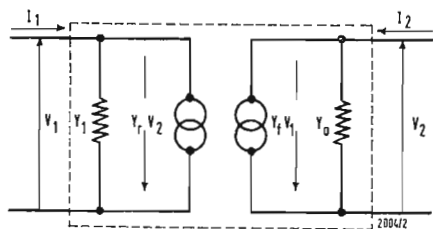



Fig. 1 - Circuito equivalente con parametri y.

1. - INTRODUZIONE

In un ricevitore per mezzi mobili per comunicazioni nella banda da 156 a 174 MHz con una portante in modulazione di ampiezza con una spaziatura fra i canali di 25 kHz viene impiegato un mescolatore. È necessario determinare le prestazioni del mescolatore prima di progettare il resto del ricevitore, dal momento che esso determinerà poi le prestazioni richieste alle altre sezioni del ricevitore. Per esempio, il rumore del mescolatore e il guadagno di convenzione determinano la amplificazione RF necessaria, mentre la modulazione incrociata e la intermodulazione del ricevitore dipendono dalle prestazioni del mescolatore. Inoltre la potenza di uscita dell'oscillatore locale dipenderà direttamente dalle prestazioni del miscelatore.

2. - INDICAZIONE DELLE PRESTAZIONI DEL MISCELATORE

2.1. - Guadagno di conversione

È desiderabile che il guadagno di conversione del mescolatore sia il più alto possibile. In ogni caso è necessario che il guadagno totale del selettore sia maggiore di 10 dB, affinchè il rumore dell'amplificatore a frequenza intermedia (FI) non possa aumentare sensibilmente il fattore di rumore del ricevitore.

2.2. - Rumore

In generale il fattore di rumore del mescolatore dovrebbe essere il più basso possibile. Il guadagno *RF* totale deve essere maggiore di circa 10 dB del fattore di rumore del mescolatore. Siccome due amplificatori RF con AFZ 12 daranno un guadagno di circa 25 dB questa esigenza fissa come limite superiore del fattore di rumore del miscelatore il valore di circa 15 dB.

2.3. - Modulazione incrociata

La modulazione incrociata è provocata dalla non linearità. Ha come effetto il trasferimento della modulazione da un segnale interferente su quello nel quale il ricevitore è in sintonia.

Il metodo comunemente adottato per la misura della modulazione incrociata consiste nel confrontare le emissioni, le potenze di uscita suono nel caso a) di segnale in sintonia con modulazione del 30%, e b) dello stesso segnale (senza modulazione) in presenza di una portante interferente modulato al 30%. Paragonando l'uscita della modulazione incrociata con quella normale, si può ottenere un utile criterio per la variazione della modulazione incrociata. Nei ricevitori per comunicazioni, si sceglie quale riferimento il livello al quale la modulazione incrociata è di 20 dB sotto la modulazione normale.

La pratica dimostra che per uno stadio singolo la modulazione incrociata dipende soltanto dal livello del segnale interferente e non da quello in sintonia entro un grande intervallo (p. es. da 10 μV a 10 mV).

L'entità della modulazione incrociata dipende dal punto di lavoro dello stadio nel quale viene fatta la misura. Inoltre, nel caso di un mescolatore i livelli di modulazione incrociata dipendono dal guadagno o dall'attenuazione degli stadi RF.

2.4. - Bloccaggio

Viene applicato un segnale in sintonia ad un livello che dia un rapporto segnale rumore di 10 dB, assieme ad un segnale fuori sintonia ad un livello di 13 mV, e viene determinata la differenza di frequenza fra i segnali in sintonia e fuori sintonia richiesti per produrre una variazione di 3 dB nella potenza di uscita. Questa differenza di frequenza dovrebbe essere minore di 150 kHz.

(*) COWLE, B. S. *Amplificazione a V.H.F. con l'impiego del transistore AFZ 12*. Mullard Technical Communications, Vol. 6, N. 52, dicembre 1961, pag. 151.

2.5. - Selettività

Le specifiche GPO riguardano ricevitori da usarsi in un sistema con una spaziatura di canali di 25 kHz, e prescrivono una ricezione migliore di 20 dB dei segnali che sono fuori accordo di 23,5 kHz. Sarebbe possibile soddisfare questo requisito usando un ricevitore a doppia supereterodina con grande selettività negli stadi di frequenza intermedia con notevoli difficoltà. Tuttavia, i segnali interferenti passerebbero attraverso la FI fino al secondo mescolatore. Sarebbe quindi estremamente difficile soddisfare i requisiti di modulazione incrociata, bloccaggio e intermodulazione.

La soluzione adottata nel presente progetto consiste nell'impiego di un filtro a cristallo immediatamente dopo il mescolatore. La selettività del ricevitore è determinata quasi interamente dal filtro a cristallo.

Poichè viene impiegata una spaziatura dei canali di 25 kHz, è necessario che l'oscillatore locale rimanga accuratamente fisso in sintonia. Poichè la larghezza di banda nominale del filtro è di 12,5 kHz, e debbono essere ricevute le frequenze di modulazione fino a 3 kHz, è chiaro che non è possibile una deriva di più che $\pm$ 3 kHz all'oscillatore locale, senza taglio della banda laterale. Perciò è richiesta una stabilità di frequenza di $\pm$ 3 kHz a 18 MHz, ossia circa $\pm$ 15 parti per milione. Ciò è possibile soltanto usando un oscillatore controllato a cristallo. È pure necessario moltiplicare la frequenza, dal momento che non sono disponibili cristalli oscillanti al di sopra dei 100 MHz.

Siccome sarebbe molto difficile combinare le funzioni di mescolatore, oscillatore locale e moltiplicatore di frequenza, sono necessari un oscillatore locale ed un moltiplicatore separati. Quindi il miscelatore, in questo articolo, è considerato di per se stesso, con qualcuna delle esigenze dell'oscillatore locale, che emergono nel corso della discussione.

2.6. - Requisiti per quanto riguarda la temperatura ambiente

Le specifiche GPO richiedono delle misure a — 10°C e + 40°C, ma per il funzionamento del mescolatore occorre considerare un intervallo di temperatura più grande di questo dal momento che le esigenze dei costruttori sono normalmente da — 30°C a + 60°C. La temperatura più alta pone un limite alla potenza massima che può venir dissipata all'interno del transistore.

Fig. 2 - Circuito accordato di ingresso.

3. - PROGETTO TEORICO DEL MESCOLATORE

I parametri del transistore che più facilmente si possono misurare sono i parametri « Y » nell'inserzione con emettitore comune o con base comune, che sono definiti nella fig. 1. Se si suppone che i circuiti di ingresso e di uscita siano accordati allora si può anche supporre che essi siano isolati dal momento che operano a frequenze differenti, essendo la frequenza di ingresso intorno a 170 MHz, e quella di uscita di 10 MHz. Quindi la ammettenza di ingresso è Y_i a RF e quella emessa è Y_o a FI.

Nel circuito di uscita la condizione che è necessario soddisfare è un accurato adattamento al filtro a cristallo.

3.1. - Circuito di ingresso

Inizialmente il progetto fu realizzato a 12 e 1 mA; ma furono apportati cambiamenti per adattarlo ad altre correnti, affinchè potessero venir studiati gli effetti delle variazioni delle correnti. Si prendono i valori dei parametri Y a 200 MHz poichè questi coprono la banda da 150 a 180 MHz senza una grande variazione.

Per l'AFZ 12 a — 12 V, 1 mA, 200 MHz, i valori tipici di Y_i sono: g_{ie} 28 mS; g_{ib} 33 mS; C_{ie} + 12 pF; c_{ib} — 10 pF. Questi parametri dipendono molto dalla corrente ed hanno variazioni discretamente ampie rispetto al valore medio; perciò, per ottenere un alto Q_w (Q di lavoro) si sceglie un circuito accordato con presa per ridurre il carico da parte del transistore.

La bobina scelta consiste in 3 spire, con un diametro da 1 cm. e lunga circa 1 cm, risonante con circa 25 pF con un Q a vuoto di circa 350.

Si può calcolare Q_w (ignorando la resistenza dinamica della bobina stessa, dalla:

$$Q_w \simeq \frac{R_L'}{X_c}$$

dove R_L è la resistenza riflessa del generatore e del transistore ai capi della bobina, e X_c è la reattanza del condensatore di accordo in risonanza.

Abbiamo anche:

$$R_L' = n^2 R_L$$

dove R_L è la resistenza di carico nel punto della presa sulla bobina, dovuto alle resistenze del generatore e del transistore, ed n è il rapporto di trasformazione sulla presa (vedi figura 2).

Quindi otteniamo:

$$Q_w = \frac{n^2 R_L}{X_c}$$

Nel progetto considerato, assumendo condizioni di adattamento, la resistenza del generatore R_S sarà uguale alla resistenza di ingresso del transistore R e così la resistenza di carico R_L sulla bobina sarà metà della resistenza di ingresso del transistore; e poichè la conduttanza di ingresso del transistore è di circa 30 mS, noi otteniamo che $R_L = 16\ \Omega$. La capacità di accordo è di circa 25 pF, dando un valore di reattanza $X_c = 32\ \Omega$ spazio a 200 MHz. Si può scegliere ragionevolmente un valore massimo per n di circa 6, corrispondente ad una presa a mezza spira dalla estremità della bobina; si ottiene così:

$$Q_w = \frac{6^2 \times 16}{32} = 18$$

In effetti nell'apparato costruito si è ottenuto un Q_w di circa 21.

4. - CONCLUSIONE

Il mescolatore, per come è stato progettato e con le tolleranze ottenute, funziona in modo soddisfacente. Soddisfa le specifiche GPO per mezzi mobili tranne che per quanto riguarda il bloccaggio, che avviene ad un livello più basso di quello richiesto dalle specifiche GPO.

Ci sono parecchi modi nei quali si potrebbe migliorare il bloccaggio, ma questi si possono probabilmente rilevare meglio esaminando il problema dal selettore completo.

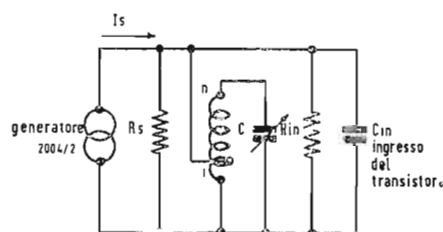
I metodi possibili sono:

1) Applicare una parte di reazione negativa al mescolatore, per rendere lineare e stabilizzare il guadagno ad un livello più basso; però questo potrebbe significare un fattore di rumore più alto del selettore.

2) Ottenere abbastanza selettività nel selettore da dare una sufficiente attenuazione dei segnali distanti di 150 kHz dalla frequenza di accordo, cosicchè il segnale di bloccaggio raggiunga il miscelatore ad un livello più basso. Ciò potrebbe richiedere un Q eccessivamente alto nei circuiti accordati.

3) Ridurre il guadagno del selettore, affinchè il segnale di bloccaggio non raggiunga lo stesso livello. Ciò aumenterebbe probabilmente anche il fattore di disturbo del selettore.

Tuttavia sembra probabile che una combinazione di questi metodi debba essere adottata per soddisfare le prescrizioni per il bloccaggio del selettore.

In questo caso, poi, il mescolatore dovrebbe servire in modo soddisfaciente per l'esecuzione dell'intero selettore. L'unica difficoltà che rimane per quanto riguarda il mescolatore è, come purtroppo è noto, l'intermodulazione.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Radiomarelli RV 542 e RV 542U

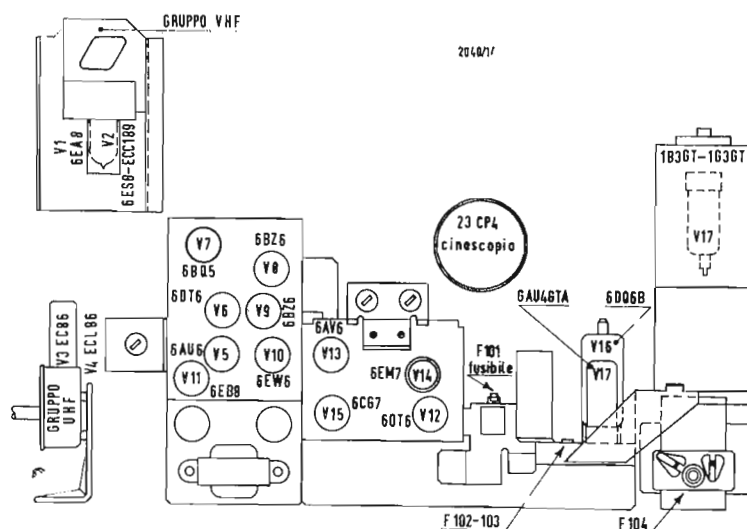



Fig. 1 - Disposizione delle valvole.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I televisori RADIOMARELLI modelli RV542 e RV542U hanno le seguenti caratteristiche comuni agli altri ricevitori TV: Scansione 625 righe intercalate 2:1. Frequenza immagine 25 Hz.

Frequenza di scansione verticale 50 Hz. Frequenza di scansione orizzontale 15625 Hz. Ampiezza del canale televisivo 7 MHz. Ricezione video: modulazione di ampiezza, negativo, con bande laterali asimmetriche. Ricezione audio: modulazione di frequenza tipo intercarrier.

Canali UHF: tutti quelli compresi nella gamma 470-790 MHz.

Alimentazione: 125-160-220 V regolabili ± 15 V. Frequenza: 42-60 Hz (asincrono). Consumo: circa 180 W.

Media frequenza video: 45,75 MHz, audio: 5,5 MHz. Potenza audio max: 4 W, con distorsione del 10% a 3 W.

Due altoparlanti: uno magnetodinamico ellittico 3″ × 5″, frontale ed uno magnetodinamico ellittico 4″ × 6″, la-

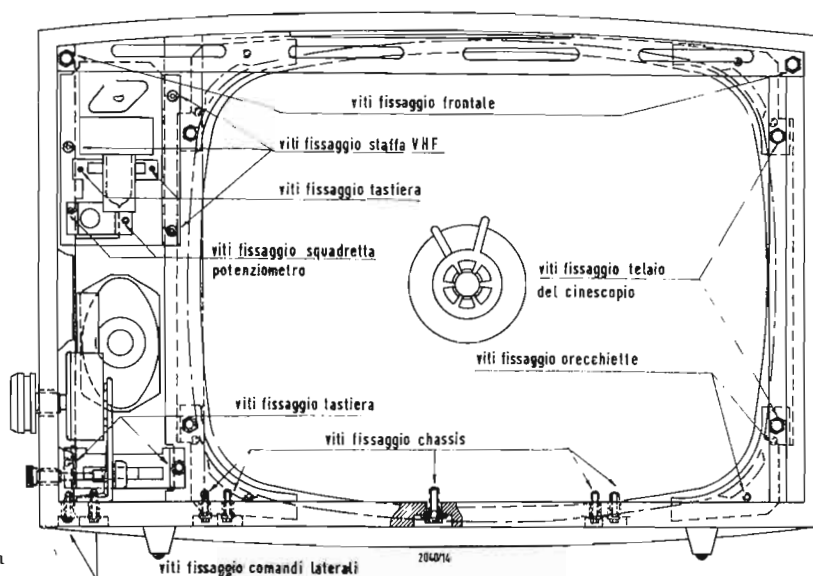



Fig. 2 - Vista posteriore dell'apparecchio senza pannello.

terale. Dimensioni: 750 × 510 × 410 mm.

1.1. - Valvole

V_1 = 6ES8 amplificatore RF; V_2 = 6EA8 oscillatore-mescolatore; V_3 = EC86 amplificatore RF-UHF; V_4 = EC86 oscillatore-convertitore; V_5 = 6AU6 amplificatore MF audio; V_6 = 6DT6 limitatore-discriminatore; V_7 = 6BQ5 amplificatore finale BF; V_8 = 6BZ6, V_9 = 6BZ6 I° e II° amplificatore MF video; V_{10} = 6EW6 III° amplificatore MF video; V_{11} = 6EB8 amplificatore video; V_{12} = 6DT6 amplificatore CAS; V_{13} = 6AV6 separatore sincronismi; V_{14} = 6EM7 oscillatore e uscita deflessione verticale; V_{15}=6CG7 oscillatore orizzontale e comparatore di fase; V_{16} = 6DQ6B uscita deflessione orizzontale; V_{17} = 1G3GT 1B3GT rettificatore EAT; V_{18} = 6AU4GTA smorzatore deflessione; V_{19} = 23CP4 cinescopio; CRT = 101-OA210 raddrizzatore; CRT = 102-OA210 raddrizzatore.

2. - EVENTUALI OPERAZIONI DI MESSA A PUNTO ALL'ATTO DELL'INSTALLAZIONE

Il televisore dispone di entrata per piattina bipolare a 300 Ω. Qualora si faccia uso di cavo coassiale a 75 Ω o di quello bilanciato e schermato a 300 Ω, quale discesa di antenna, si dovrà fare uso di un adattatore 75/300 Ω (figure 2 e 3).

1) *Regolazione dell'inclinazione dell'immagine.* Qualora l'immagine risulti inclinata rispetto ai bordi dello schermo, occorre eseguire le seguenti operazioni: *a*) allentare la molla che serve da bloccaggio del giogo; *b*) ruotare il giogo stesso, avendo cura di non toccare gli avvolgimenti; *c*) bloccare il giogo.

2) *Centratura dell'immagine.* Si ottiene ruotando gli appositi anelli del centratore magnetico.

3) *Regolazione dell'ampiezza e della linearità verticale.* È necessario regolare accuratamente i comandi di ampiezza verticale e di linearità verticale, in modo che l'immagine copra interamente lo schermo ed abbia delle proporzioni esatte.

4) *Regolazione della frequenza orizzontale.* Qualora la tenuta orizzontale non sia centrata sulla corsa totale del relativo comando, è opportuno procedere alla taratura della bobina volano, dopo aver regolato i comandi di ampiezza e linearità orizzontale. *a*) cortocirtuitare la bobina L_{501A} e mettere a massa il piedino *l* della V_{13}; *b*) regolare R_{120} in modo da fermare l'immagine in senso orizzontale; *c*) togliere il corto circuito di L_{501A} e regolare il nucleo in modo da ottenere la condizione precedente. Se la bobina volano è regolata esattamente un corto circuito alternativo non deve dare adito a variazioni di frequenza.

5) *Controllo dell'oscillatore orizzontale.* In primo luogo è necessario ruotare completamente in senso orario R_{120}. L'immagine dovrà risultare fuori sincronismo con un minimo di 8 barre nere inclinate a sinistra, dall'alto al basso. Successivamente si ruoterà lentamente il potenziometro in senso antiorario: il numero delle barre dovrà ridursi gradualmente e quando si saranno ottenute da 1½ a 3 barre, la figura si sincronizzerà con una piccola rotazione addizionale. In queste condizioni l'immagine dovrà restare sincronizzata per circa un quarto di giro.

Continuare la rotazione in senso antiorario, oltre la perdita della sincronizzazione, e controllare che vi sia un minimo di 10 barre prima che la scansione diventi irregolare.

6) *Regolazione dell'ampiezza e della linearità orizzontale.* È necessario porre il controllo di frequenza orizzontale nel

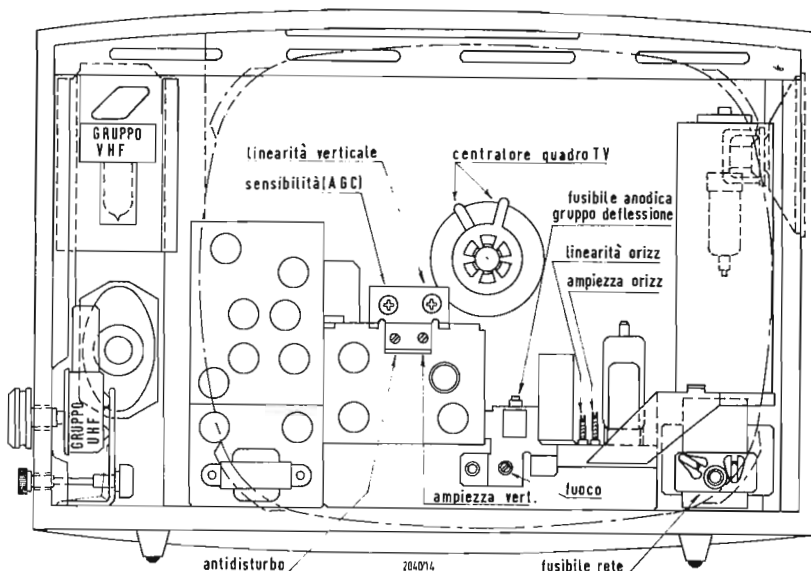



Fig. 3 - Organi di regolazione della geometria del quadro.

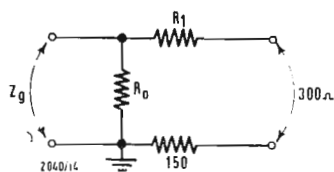



Fig. 1 - Adattatore di uscita. Per $Z_g = 50\ \Omega$, $R_0 = 56\ \Omega$ e $R_1 = 120\ \Omega$; per $Z_g = 72\ \Omega$, $R_0 = 82\ \Omega$ e $R_1 = 110\ \Omega$.

Fig. 5 - Circuito rivelatore.

Fig. 6 - Risposta complessiva del ricevitore di TV.

Fig. 7 - Adattatore d'entrata.

punto di aggancio del sincronismo. Successivamente si agirà sui relativi comandi di ampiezza e linearità fino ad ottenere una immagine simmetrica e di ottime proporzioni.

7) *Regolazione dell'AGC e dell'antidisturbo.* In primo luogo applicare un segnale di 50 mV al televisore ed eseguire una sintonia perfetta. Portare i comandi di *AGC*, R_{509}, e dello stabilizzatore di sincronismo, R_{139}, in senso antiorario. Regolare il comando *AGC* fino ad ottenere una leggera deformazione dell'immagine, cioè in condizioni di inizio del sovraccarico. Da questa posizione ritoccare leggermente, in senso antiorario il comando *AGC* fino ad ottenere l'immagine esente da deformazioni.

Il comando antidisturbo si regola girandolo in senso orario in presenza di disturbi sui segnali bassi.

3. - NORME DA OSSERVARE DURANTE LE OPERAZIONI DI MONTAGGIO E DI SMONTAGGIO DEL TELEVISORE

È ben noto come le tensioni presenti in un televisore siano pericolose e che di conseguenza, dovendo estrarre il telaio dal mobile, occorra prendere le dovute precauzioni per evitare spiacevoli conseguenze. Se è vero che la tensione *EAT*, dell'ordine dei 20.000 V, fornendo una corrente molto debole generalmente non ha delle conseguenze mortali, essa procura sempre una scossa tutt'altro che piacevole ed anche delle scottature. D'altra parte essa potrebbe dar luogo a delle reazioni secondarie imprevedibili e molto pericolose per il corpo umano. Di conseguenza prima di toccare i circuiti di un televisore, ed in modo particolare il cinescopio, è buona regola di scaricare l'anodo dello stesso, verso la massa.

Gli strumenti destinati alle prove dei circuiti ad alta tensione devono essere muniti di cordoni e puntalini ben isolati, e prima di iniziare lo smontaggio di un televisore, è necessario togliere la presa di corrente che verrà introdotta solo al momento delle prove.

Per togliere il cinescopio è sufficiente allentare i quattro bulloni che fissano la piastra porta cinescopio al mobile, dopo aver asportato il telaio, ed aver allentato pure gli scodellini che lo fissano alla piastra. Non bisogna dimenticare che il cinescopio ha un vuoto molto spinto e che eventuali rotture possono provocare pericolosissime implosioni con proiezioni, in un largo raggio, di frammenti di vetro. Quando si maneggiano dei cinescopi è indispensabile perciò fare uso dei guanti e degli occhiali protettivi. Inoltre, come abbiamo già detto altre volte, nel locale destinato alle riparazioni non si deve permettere l'accesso a persone estranee ed in modo particolare ai bambini.

4. - STRUMENTI NECESSARI PER LA MESSA A PUNTO DI UN TELEVISORE

1) Generatore sweep a radio frequenza con marker. Gamme di frequenza:
5,5 MHz con $\Delta f = 500$ kHz.
40-50 MHz con $\Delta f = 10$ MHz.
50-90 e 170-220 MHz con $\Delta f = 10$ MHz.
Tensione di uscita regolabile almeno 0,1 V. Impedenza di uscita 300 bilanciati verso massa, oppure con adattatore esterno, per il gruppo RF, e uscita sbilanciata con un capo a massa per la taratura MF video ed audio.

2) Generatore marker, qualora non sia già conglobato nello sweep. Gamme di frequenza:
5,4-5,6 MHz per la taratura MF audio e filtro MF.
39-48 MHz per la taratura MF video.
50-90 e 170-220 MHz per i canali RF.
Tale strumento deve avere una buona stabilità ed una accurata taratura.

3) Adattatore di uscita bilanciato da 300 figura 4 (non è necessario se lo sweep è provvisto di uscita bilanciata a 300).

4) Oscilloscopio con buona sensibilità, (almeno 1 mV per mm). Se dovrà essere usato per rilievi oscillografici di forma d'onda sui circuiti di deflessione, dovrà avere una banda passante di almeno 2 MHz.

5) Voltmetro a valvola per corrente continua ed alternata.

6) Batteria di polarizzazione 0-10 V c.c.

7) Analizzatore per corrente alternata e continua con resistenza interna da 20.000/V.

8) Circuito rivelatore per la taratura del filtro audio, figura 5.

9) Giraviti isolati per nuclei in poliferro con lama ad esagono.

5. - CONTROLLO DELLE TENSIONI

Tensioni alle valvole, con segnale di antenna (vedere schema elettrico). La tensione di alimentazione deve avere un valore nominale $\pm 10\%$ e il segnale di antenna deve essere di circa 5 mV.

Il contrasto sarà regolato in modo da avere un segnale di circa 85 V picco picco, sul catodo del cinescopio, misurato verso la massa con oscillografo.

La posizione dei comandi deve essere quello di normale funzionamento.

La lettura effettuata fra i piedini delle valvole e la massa ha una tolleranza del $\pm 10\%$.

6. - MESSA A PUNTO

6.1. - Allineamento del gruppo a radio frequenza

L'allineamento del gruppo a RF può essere effettuato lasciando il gruppo montato sul telaio. In primo luogo si procederà al controllo delle tensioni, che dovrà essere eseguito dopo che il televisore è stato acceso almeno per 15 minuti in modo da raggiungere la

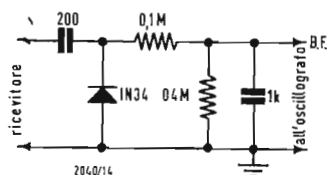
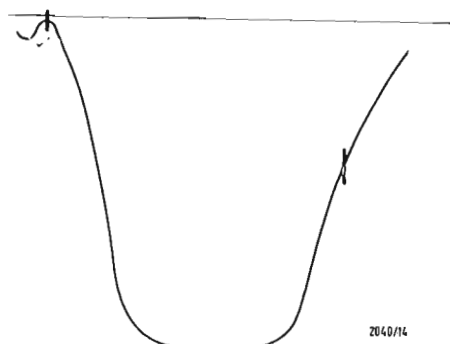
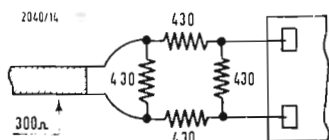
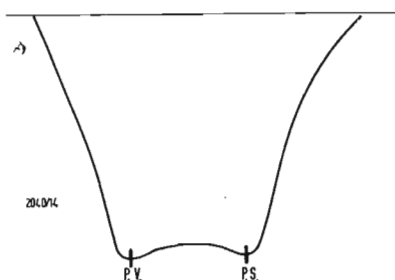



Fig. 8 - Risposta del gruppo a radio frequenza.

temperatura di regime. La tensione di alimentazione dovrà risultare di 200 V e quella di filamento (rosso) di 6,3 V c.a.

Controllo dell'oscillatore. Si inserirà il voltmetro a valvola predisposto per c.c. tra la sonda « S_1 » e la massa, come è visibile nello schema elettrico. Per ciascun canale la tensione misurata deve mantenersi fra i limiti di — 3 e — 5 V.

Taratura dell'oscillatore. Occorre collegare lo sweep, predisposto per la gamma 170-220 MHz, ai terminali di antenna (eventualmente tramite l'adattatore bilanciato). L'oscillografo dovrà far capo al punto di controllo del video TP_4 e alla massa.

a) Portare il commutatore di canali ed il generatore sulla frequenza corrispondente al canale *H*.

b) Inserire il marker relativo alla frequenza della portante video.

c) Il condensatore di sintonia (C_{21}) dovrà essere portato a metà corsa, e durante le operazioni di messa a punto

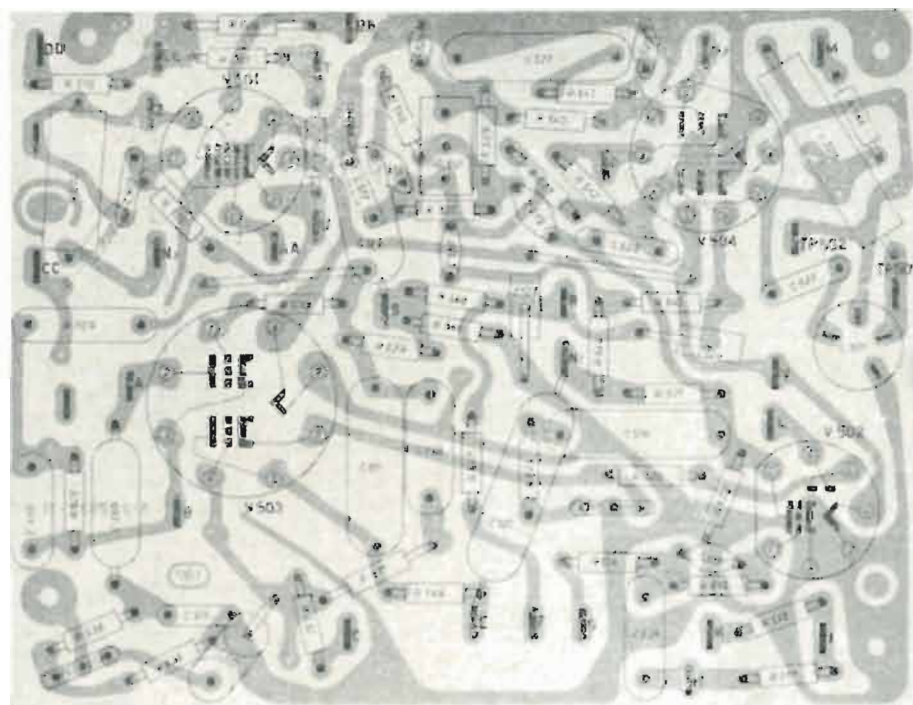



Fig. 9 - Circuito stampato di deflessione.

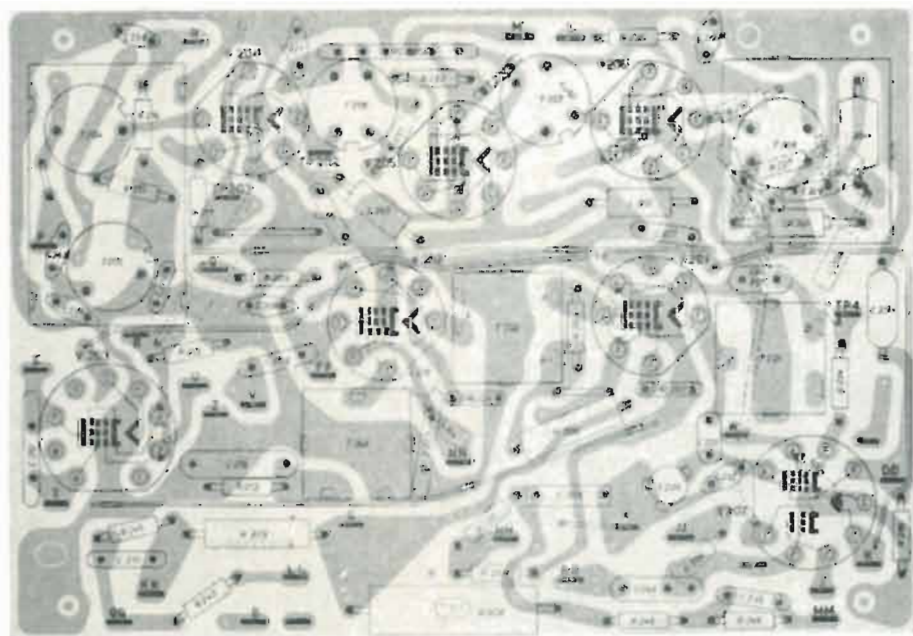



Fig. 10 - Circuito stampato MF, audio e video

Tabella di taratura

Generatore sweep collegato a:	Induttanza da regolare
(GRF in folle)..........	T 206
Griglia di V 8..........	T 207
	T 208

Regolare il nucleo di T207 per la min. induttanza ed il nucleo di T206 per la massima.
Regolare i due nuclei di T208 per il massimo a 43,5 MHz. Quindi tarare T206 e T207 rispettivamente a 42,5 e 45 MHz per ottenere la curva indicata.

SI del GRF	T 204
(GRF in folle)..........	T 205
	L 8

Escludere T205 regolandone il nucleo per la massima induttanza. Tarare T204 e L8 per ottenere la caratteristica regolazione a filtro di banda. Regolare il nucleo di T205 per avere la massima attenuazione a 40,25 MHz. La curva risultante dovrà essere quella a fianco indicata

Generatore sweep collegato a:	Oscillografo collegato a:	Induttanza da regolare
Griglia V 11 (TP 4) (2 mV)	Placca V 6 (4 V/cm)	T 201
		T 202
		T 203

— Ruotare il nucleo di T203 tutto in senso orario.
— Tarare i nuclei di T202 e quello di T201.

Griglia V 11 (TP 4) (15 mV)	Placca V 6 (20 V/cm)	T 203

— Regolare il nucleo di T203 per ottenere la curva indicata.

si dovrà aver cura che esso non vegan spostato da tale posizione.

d) Regolare il nucleo dell'oscillatore in modo da portare il marker nella posizione indicata dalla figura 6.

Tali regolazioni dovranno essere ripetute per tutti i canali.

Occorre tenere presente che prima di iniziare le operazioni di allineamento dell'oscillatore è indispensabile controllare il funzionamento dei circuiti RF e MF. È pure opportuno accoppiare il generatore sweep ai terminali di antenna del gruppo RF tramite l'adattatore di figura 7 e di un pezzo di piattina da 300 Ω, della lunghezza di 1 metro, allo scopo di adattare correttamente l'impedenza del ricevitore.

Allineamento del gruppo RF. L'uscita dello sweep, gamma 170-220 MHz, dovrà essere collegata ai terminali di antenna, eventualmente tramite adattatore da 300 Ω.

a) Collegare l'oscillografo fra la sonda « S_1 » e la massa.

b) Portare il commutatore di canali sulla posizione *H* e così pure il generatore.

c) Inserire i marker relativi alla frequenze audio e video delle portanti.

d) Regolare il compensatore di placca C_{12}, il compensatore di griglia C_{17}, in

modo da ottenere sull'oscillografo la curva di figura 8.

6.2. - Allineamento media frequenza video.

Occorre disporre dei seguenti strumenti: *a*) Generatore sweep; *b*) Oscillografo; *c*) Batteria di polarizzazione per il negativo da 3 a 10 V.
L'oscillografo dovrà essere predisposto per una sensibilità di 1 V/cm ed essere collegato al punto TP_4. Al punto « *N* » dovrà essere collegato il negativo della batteria per una tensione di — 6 V. Collegare l'uscita dello sweep a 43 MHz $f = \Delta$ 10 MHz, nei punti indicati nella tabella. Nella stessa tabella sono riportate le curve con la posizione dei marker richiesti.

6.3. - Allineamento media frequenza audio

Taratura filtro audio del circuito video: *a*) Applicare l'uscita dello sweep frequenza 5,5 MHz $\Delta f = 0,5$ MHz, alla griglia controllo della valvola V_{11} cioè al punto TP_4. *b*) Collegare l'oscillografo sul catodo del cinescopio mediante il rivelatore di figura 5. *c*) Regolare T_{209} fino a far coincidere il punto di attenuazione del filtro con il marker a 5,5 MHz.
Taratura media frequenza audio. a) Applicare un negativo di 10 V al punto « *N* ». *b*) Ruotare il potenziometro del volume tutto in senso antiorario.
Nella seguente tabella sono riportate le curve che si devono ottenere in forma ed ampiezza. *A.*

La A.T.L., ASSOCIATED TESTING LABORATORIES, annuncia di avere aggiunto alla sua linea di apparecchiature per prove climatiche la nuova camera tipo *Bantan*.
Questa camera climatica, per prove ad alta e bassa temperatura, ha un volume utile di circa 14 dm.³ ed è offerta ad un prezzo particolarmente conveniente.
Essa è stata progettata per permettere misure ad alta e bassa temperatura e può essere utilizzata sia su banco che montata su telai standard.
Il raffreddamento è ottenuto mediante CO_2 e la misura della temperatura è effettuata con strumenti particolarmente sensibili e di sicuro funzionamento.
Altre caratteristiche sono: Dimensioni interne di lavoro 32 × 19 × 28 cm. Gamma di temperatura da — 73°C a + 220°C con circolazione d'aria forzata e diminuzione rapida della temperatura. Dimensioni di ingombro esterne 40 × 56 × 38 cm.
La A.T.L. di Wayne, N.J., U.S.A., è rappresentata in Italia dalla BAY & C. S.P.A., Milano.

Concorso a posti di addestramento nel campo dell'elettronica e della fisica delle microonde

La Fondazione « Umberto Quintavalle » ha bandito un concorso, per titoli ed esami, a sei posti di addestramento nel campo dell'elettronica e della fisica delle microonde, intitolati al nome di Umberto Quintavalle.
Dei sei posti messi a concorso, ciascuno della durata di due anni, due saranno usufruiti presso la Sezione di Milano del Centro di studio per l'elettronica e le telecomunicazioni del Consiglio Nazionale delle Ricerche, uno presso la Sezione di Pisa dello stesso Centro, e tre presso il Centro di studio per la fisica delle microonde del Consiglio Nazionale delle Ricerche, in Firenze.
Ai vincitori sarà assegnato un premio immediato di lire 250.000 (duecentocinquantamila) nette ed un assegno mensile di lire 100.000 (centomila) nette, per il primo anno, e di lire 120.000 (centoventimila) nette, per il secondo anno. Al termine del biennio, sarà inoltre corrisposto agli assegnatari che abbiano regolarmente ed ininterrottamente usufruito del posto di addestramento, un premio finale di lire 500.000 (cinquecentomila) nette.
Possono partecipare al concorso i cittadini italiani che abbiano conseguito la laurea presso una Università o Istituto superiore italiano e che, alla data di scadenza del concorso, abbiano un'anzianità di laurea di non più di tre anni. (*i.s.*)

Servizio Telex diretto New York-Bruxelles

Con l'intervento di personalità dei Governi americano e belga è stato inaugurato il primo collegamento telegrafico interamente automatico tra gli Stati Uniti e l'Europa. Il servizio è stato aperto con uno scambio di messaggi telegrafici tra il Ministro belga degli Affari Esteri, Paul Spaak, da Bruxelles e del Segretario al Commercio degli Stati Uniti, Hodge, da Washington.
Il nuovo collegamento transatlantico mediante telescriventi è stato attuato dalla INTERNATIONAL TELEPHONE AND TELEGRAPH CORPORATION (ITT) allo scopo di servire le due sponde dell'Atlantico con messaggi a velocità sinora irraggiungibili negli impianti telegrafici normali. Come è noto, le comunicazioni istantanee via telefono e radiotelescrivente sono già in atto da parecchi anni.
L'accelerazione del traffico telegrafico è reso possibile dagli apparati elettronici che automaticamente pongono un cliente di un paese in contatto quasi istantaneo con la persona chiamata dall'altro.
In media, occorrono circa 6 minuti per un collegamento telegrafico transatlantico mediante apparecchiature semiautomatiche di tipo ordinario, mentre con il nuovo sistema che ha eliminato la necessità dell'istradamento dei messaggi attraverso operatori umani, il tempo necessario per il collegamento è dell'ordine di qualche secondo. Il « Telex » è molto simile ad una chiamata telefonica mediante disco combinatore che a suo tempo consentì di eliminare i centralinisti per il collegamento degli abbonati di una rete urbana.
Le apparecchiature elettroniche per l'istradamento dei messaggi « Telex » sono sistemate nelle stazioni terminali di New York e Bruxelles. Esso è stato ideato e costruito dalla BELL TELEPHONE MANUFACTURING COMPANY di Antwerp, la filiale belga della ITT americana.
Si prevede che la stazione terminale belga verrà in un secondo tempo collegata con il resto dell'Europa occidentale. (*u.s.*)

Un nuovo procedimento per la lettura non distruttiva delle memorie pellicolari

L'UNITED STATE PATENT OFFICE ha assegnato il brevetto numero 3.092.812 alla SPERRY RAND CORPORATION per il nuovo procedimento tecnico che consente la lettura delle memorie pellicolari senza la distruzione della informazione (Nondestructive readout - NRDO). Questa nuova realizzazione nel trattamento automatico dei dati è stata ottenuta energizzando un conduttore in modo da produrre un campo angolare rispetto alla rimanente magnetizzazione. Non è più così necessaria una nuova registrazione dopo ogni lettura. Questa invenzione è di particolare utilità ai fini della conservazione in memoria di programmi e costanti matematiche da utilizzare ripetutamente ed avrà una influenza molto vasta sul futuro della tecnologia degli elaboratori elettronici. Un effetto immediato consisterà nella semplificazione dei circuiti che normalmente si usano in congiunzione con le memorie pellicolari. (*i. s.*)

Sintonizzatore stereo HiFi Eico

Qualità molto alta ottenuta con semplicità e robustezza, il che è un grande pregio per l'uso prolungato di molti anni. La maggior parte delle caratteristiche indicate nelle specifiche è già contenuta nel libretto di istruzione per il montaggio dei componenti fornito con la scatola. Quest'ultima comprende le due parti più critiche: il gruppo di entrata e l'amplificatore FI consistente in 4 stadi e nel rivelatore a rapporto. Entrambi sono precablati e preallineati per il miglior funzionamento con segnali deboli. Un pannello circuitale di alta qualità viene fornito per il circuito del demodulatore stereo, e le bobine fornite sono pretarate. Il montaggio completo *non* deve richiedere taratura o regolazioni. Il modello 2200 comporta un preciso quadrante rotante di accordo illuminato, un indicatore di sintonia a raggi catodici di tipo a barra e un commutatore di esclusione stereo talvolta necessario per eliminare interferenze su stazioni monofoniche, quando viene usata una sottoportante di radiodiffusione non normale. Stile con superba decorazione ottenuta con un pannello di alluminio estruso, argento spazzolato nella metà superiore e oro pallido nella metà inferiore. Tutte le parti sono lavorate con tolleranze ben entro le prescrizioni e sono controllate rigorosamente in qualità per assicurare la lunga vita e perfetta funzionalità.

Caratteristiche:

Ingresso di antenna: 300 Ω bilanciati; sensibilità utile: 3 μV (30 dB rispetto al rumore di fondo); 1,5 μV per 20 dB sopra il rumore. Sensibilità di bloccaggio di fase (sincronizzazione) in stereo: 3 μV. Sensibilità per piena uscita: 10 μV. Larghezza di banda FI: 280 kHz ai punti 6 dB. Larghezza di banda del rivelatore a rapporto: 1 MHz di separazione fra punta e punta. Larghezza di banda audio al rivelatore MF: piatta a 53 kHz senza tener conto della preaccentuazione. Rapporto segnale/disturbo: 55 dB. Distorsione armonica: 0,6 %. Distorsione armonica in stereo: $< 1,5\%$. Rapporto di captazione: 3 dB. Separazione dei canali: 30 dB. Uscita audio: 1 V. Inpedenza di uscita: trasferitori anodici, 5 kΩ. Tubi elettronici: 5-6AU6; 1-6AL5; 1-12DW7; 1-12AU7; 1-EM84; 1-EZ80. (*a.n.*)

Insediata al C.N.R. una segreteria tecnica per la programmazione scientifica

Il 28 gennaio u. s., la Voxson ha offerto, presso la sua Sede, un coktail durante il quale è stata consegnata ufficialmente la vettura Lancia Flaminia coupè Pininfarina al vincitore del noto concorso natalizio.
Durante la stessa cerimonia sono stati presentati due nuovi prodotti, l'autoradio Tourist 790 e la radio transistor Zephyrette.

Il 13 novembre u.s. ha avuto luogo, sotto la presidenza del Prof. Giovanni Polvani, l'insediamento di un nuovo organo del Consiglio Nazionale delle Ricerche: la Segreteria tecnica.

Tale Ufficio si è reso necessario — nel quadro dei problemi della programmazione scientifica — ai fini della preparazione della Relazione generale, che il Presidente del C.N.R. deve presentare ogni anno al C.I.R., sullo stato della ricerca scientifica e tecnologica; nonchè per la preparazione delle proposte di programmi e provvedimenti. Attività, tutte queste, che sono conferite al C.N.R. dalla nuova Legge 2 marzo 1963 per l'organizzazione e lo sviluppo della ricerca scientifica in Italia. L'organo operativo della Segreteria tecnica è costituito dall'Ufficio studio e sviluppo del C.N.R. e con essa collaborano gli Uffici attività di ricerca dell'Ente. La Segreteria tecnica, che ha per ora struttura provvisoria in attesa della ormai prossima ricostituzione elettiva dei Comitati nazionali del C.N.R., è composta come segue: Prof. U. Bosco, per le discipline filologiche; Dott. F. Diotallevi, per l'Istituto di statistica; Prof. M. Fornaseri, per il comitato per la geografia, geologia e mineralogia; Prof. F. Franchini, per le discipline giuridiche; Prof. I. Gasparini, per le discipline economiche; Prof. F. Gatto, per la ricerca tecnologica; Prof. M. Giorgi, per il Comitato per la fisica; Dott. A. Ipsevich e Dott. S. Lacci, per l'Istituto della congiuntura; Prof. L. Lombardo-Radice per il Comitato per la matematica; Prof. F. Mazzoleni, per il Comitato per l'ingegneria; Prof. G. Montalenti, per il Comitato per la biologia e medicina; Dott. A. Rolli, per il Ministero del bilancio; Prof. O. T. Rotini, per il Comitato per l'agricoltura e la zootecnia; Prof. P. Silvestroni, per il Comitato per la chimica. Segretario, il Dott. A. Barlaam. (*i.s.*)

dott. ing. Antonio Contoni

La catena transistorizzata stereofonica S.P.E.S.*

Spesso si è avuta l'occasione di studiare in dettaglio complessi di alta fedeltà anche transistorizzati. Tuttavia si trattava sia di realizzazioni di dilettanti, sia di apparecchi di provenienza d'oltre oceano, il che faceva pensare che i fabbricanti europei non si interessassero a questo genere di costruzioni.
Fortunatamente ciò non è vero, la miglior prova è il complesso qui sotto descritto, complesso seducente sotto molti riguardi e che è dovuto al dinamismo comunicativo dei tecnici di una giovane società francese.
Astraendo risolutamente dalle vie battute da altri, ma facendo tuttavia appello a tecniche sperimentate, la catena stereofonica S.P.E.S. è una realizzazione interessantissima, che desidereremmo veder fare molto rapidamente scuola per tutti coloro che si interessano alle applicazioni pratiche dei semiconduttori.

1. - IL PREAMPLIFICATORE CORRETTORE

Quattro semiconduttori di tipo corrente (SFT353) vengono impiegati in ciò che è ormai conveniente chiamare preamplificatore-correttore (fig. 1). I due primi transistori permettono, ad un tempo, di sfruttare i debolissimi segnali provenienti da un fonorivelatore magnetico, e di compensare la curva caratteristica di registrazione (la correzione adottata è conforme alla curva normale R.I.A.A.). A questo proposito si noti che la compensazione necessaria è ottenuta per mezzo di un circuito a controreazione selettiva, disposto fra il collettore del secondo transistore e l'emettitore del primo; i segnali riportati allo stadio di entrata sono applicati ai capi di un resistore (non disaccoppiato) di 1,2 kΩ inserito nel circuito di emettitore del transistore in oggetto. Le polarizzazioni di questi due stadi sono ricavate in modo classico per mezzo di ponti di resistenza disposte tra il polo negativo dell'alimentazione e la massa; in disaccoppiamento molto efficiente (4,7 kΩ; 500 μF) permette di alimentare questi due transistori con una tensione continua perfettamente filtrata e priva di ogni traccia di ronzio a 100 Hz. Le polarizzazioni sono stabilizzate in continua (contro reazione) per mezzo di resistenze di forte valore (8,2 kΩ) poste in serie nei circuiti degli emettitori e disaccoppiate a massa per i segnali alternativi con condensatori di grande capacità (100 μF). Dopo la amplificazione e la correzione di frequenza, i segnali vengono inviati ad un commutatore – di cui la rappresentazione è stata volontariamente semplificata — che acconsente di scegliere fra tre sorgenti di modulazione diverse: fonorivelatore; magnetofono; sintonizzatore M.F.; le sensibilità di queste due ultime sorgenti sono le stesse (300 mV).

Provenendo dal commutatore, i segnali generati dalle tre sorgenti di modulazione arrivano sulla base del terzo trasistore cui è applicato un doppio circuito di controreazione, il primo circuito è costituito da una resistenza (180 kΩ) disposta tra base e collettore, il secondo circuito è ottenuto per mezzo di una resistenza di emettitore non disaccoppiata (470 Ω).

I controlli di tono (bassi e acuti) sono posti tra il collettore del terzo transistore e la base del quarto: essi acconsentono di foggiare a piacere la curva di risposta (± 15 dB a 30 Hz e a 15 kHz). Questi controlli sono separati in ciascun canale, il che permette di tener conto di eventuali diversità di caratteristiche dei due canali di amplificazione.

Si noti, a proposito dell'ultimo stadio del preamplificatore, che l'emettitore di esso è direttamente collegato a massa e che un circuito di controreazione (simile a quello dello stadio precedente) è posto tra base e collettore dallo sta-

(*) di *Ch. Dartevelle*, tradotto da, *toute l'electronique*, giugno 1963, pag. 216

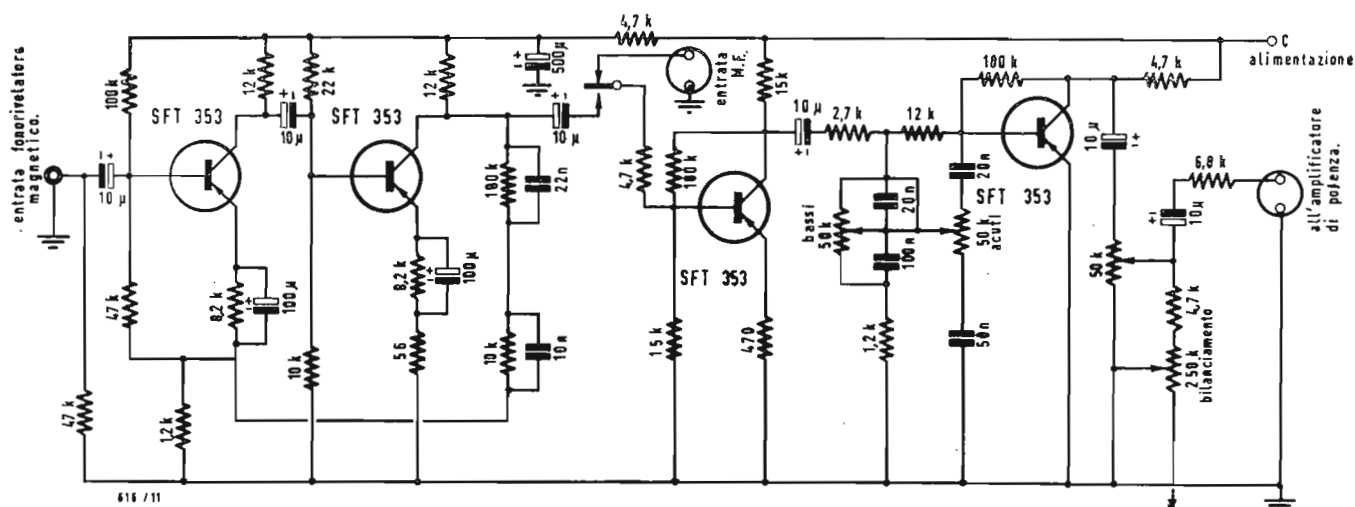



Fig. 1 - Il preamplificatore correttore utilizza quattro transistori SFT353. I primi due sono riservati alla compensazione della caratteristica di registrazione e sono utilizzati solo in posizione «fonorivelatore magnetico». I controlli di tono sono classici; un dispositivo di regolazione del «bilanciamento» è stato introdotto e permette l'equilibratura dei segnali trasmessi nelle due vie.

dio in parola. Il controllo di volume è semplicemente costituito da un potenziometro da 50 kΩ alimentato da un condensatore di 10 μF, che permette di prelevare i segnali di bassa frequenza dal collettore dell'ultimo transistore. Questo comando è associato all'«equilibratore», che, ricordiamolo, acconsente il bilanciamento dei segnali provenienti dai due preamplificatori: il suo limite di azione è di ± 20 dB.

Un sintonizzatore MF transistorizzato (esso è costruito a partire dai sottogruppi Görler) è montato in origine con la catena, uno stadio adattatore ha dovuto essere aggiunto allo scopo di tener conto della sensibilità di «entrata MF» (300 mV) e del livello medio del segnale *a.f.* disponibile all'uscita del sintonizzatore (50 mV circa). Lo schema usato è quello di fig. 2. Si vede che si è ricorso ad un transistore SFT-242 abbastanza fortemente contro reazionato in alternata e in continua (circuito di emetittore). Questo transistore è alimentato, contemporaneamente, d'altrone, al sintonizzatore – in c.c. per mezzo di un piccolo raddrizzatore a ponte connesso al secondario di un trasformatore con primario per 110 ÷ 120 V. Si noti infine che, per ragioni ben comprensibili di stabilità, il gruppo

Fig. 2 - Essendo un sintonizzatore MF transistorizzato montato originariamente con la catena, è stato previsto uno stadio adattatore equipaggiato con un STF242, per tener conto della sensibilità di « entrata MF » (300 mV) e del segnale a.f. disponibile all'uscita del sintonizzatore (50 mV). Un alimentatore completa il complesso.

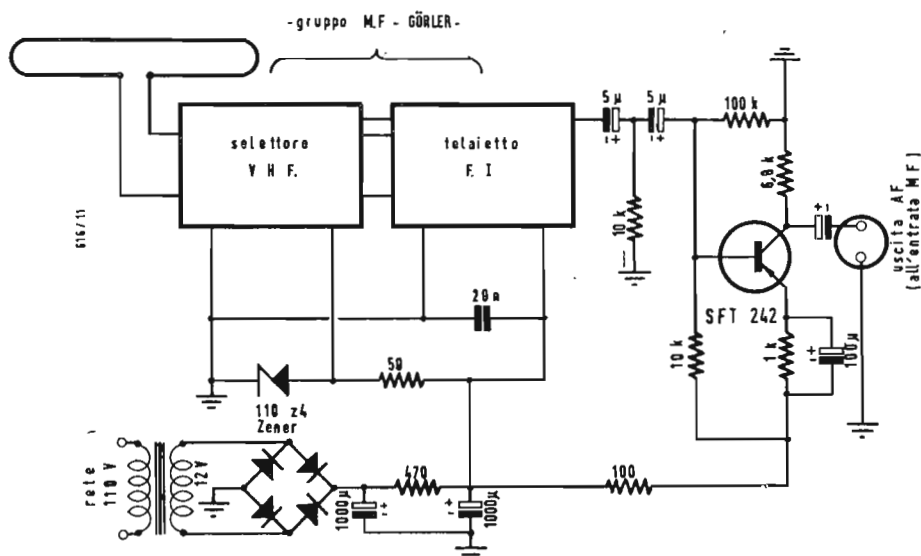
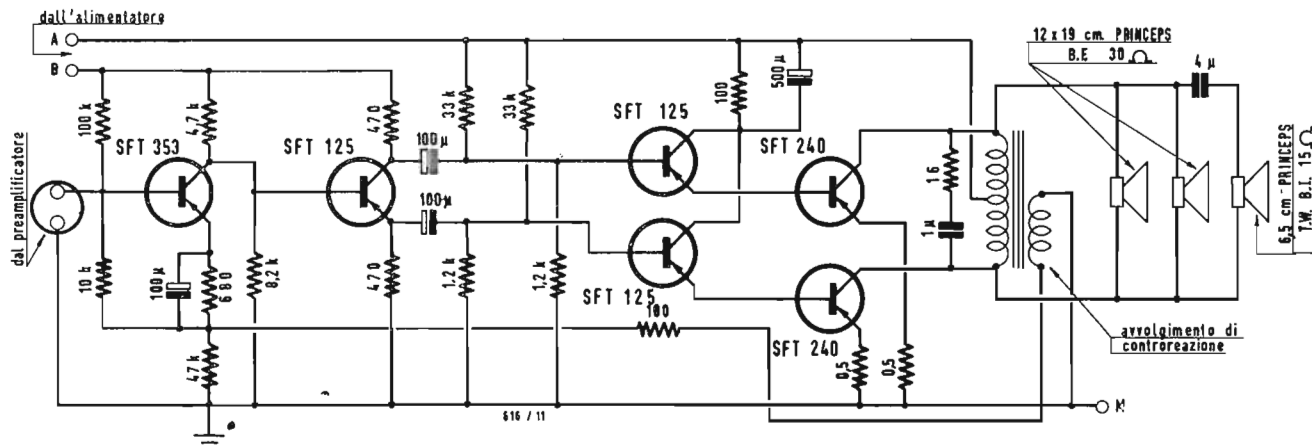
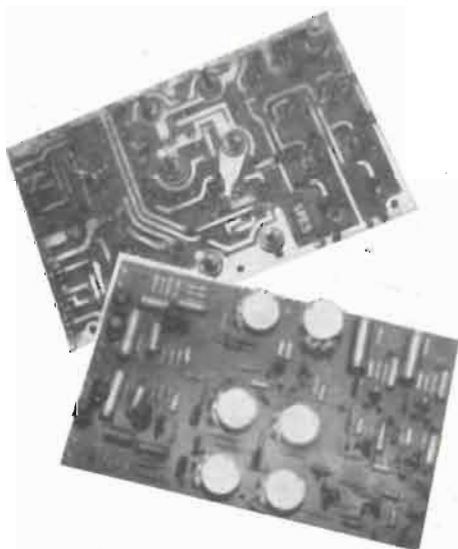



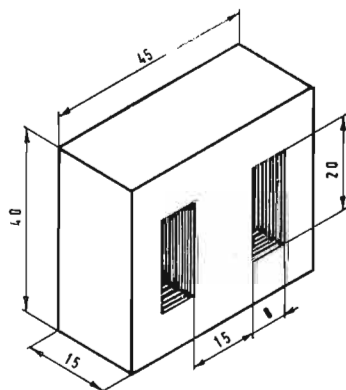
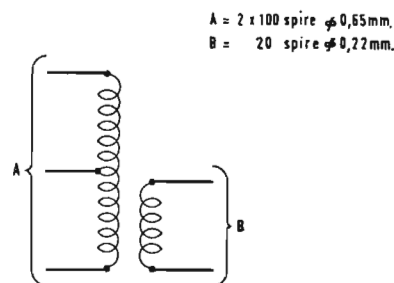
Fig. 3. - L'amplificatore di potenza assomiglia molto al circuito « Williamson », esso è stato ristudiato in funzione dei transistori. Lo stadio in controfase di uscita è caricato con un autotrasformatore sul quale è avvolto un avvolgimento di controreazione.

Due viste della basetta dei circuiti stampati comprendente i vari stadi dei due preamplificatori e gli organi di comando della catena transistorizzata S.P.E.S.

VHF riceve una tensione regolata con un diodo Zener. Questi diversi componenti sono montati ai lati della basetta a circuiti stampati.

2. - L'AMPLIFICATORE DI POTENZA E L'ALIMENTAZIONE

È, diremmo, la parte più interessante della catena. Bisogna riconoscere che le soluzioni adottate sono estremamente classiche e direttamente ispirate da quelle impiegate negli schemi a tubi elettronici. Infatti, se ci riportiamo allo schema di fig. 3, non possiamo fare a meno di stabilire un confronto con uno schema ben noto agli specialisti della bassa frequenza: il «Williamson», ma riveduto e corretto tenendo conto delle esigenze dei transistori.[1] Perciò abbiamo in principio uno stadio di entrata direttamente accoppiato con un invertitore di fase a carico suddiviso (il «catodine» dei «lampisti»), seguito da un sistema controfase intermedio, che alimenta il controfase di uscita. Certamente l'eccitazione dello stadio di potenza e la connessione degli altoparlanti non hanno che un lontano rapporto con ciò che si fa negli amplificatori a tubi, ciò non toglie che per tutto il rimanente l'analogia sia evidentissima. Ma torniamo allo schema transistorizzato. Nello stadio di entrata si usa un STF353. Il suo circuito non richiede quasi commenti, tanto è noto. Tutt'al più si può ricordare la presenza di un circuito di stabilizzazione in continua nel circuito di emettitore (680 Ω; 100 μF) e quella di una resistenza non disaccoppiata di 47 Ω, ai capi della quale appaiono le tensioni di controreazione prelevate dal trasformatore di uscita per mezzo di un avvolgimento speciale: lo schema per il resto è arcinoto.

Una prima astuzia consiste nel collegamento diretto tra il collettore del primo transistore (SFT353) e la base dello stadio invertitore, equipaggiato con un SFT125, collegamento reso possibile dall'impiego della resistenza superiore (4,7 kΩ) del ponte di polariz-

Fig. 4 - Quote e dettagli per la costruzione pratica degli autotrasformatori di uscita.

A sinistra: il fondale dell'apparecchio fungente da supporto per i vari elementi, che entrano nella composizione della « catena Monteverdi », *a destra*: due aspetti della cassetta contenente il giradischi professionale Bang e Olufsen ed il circuito elettronico.

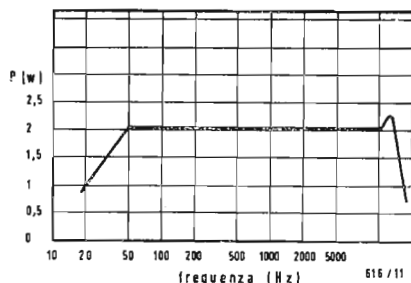
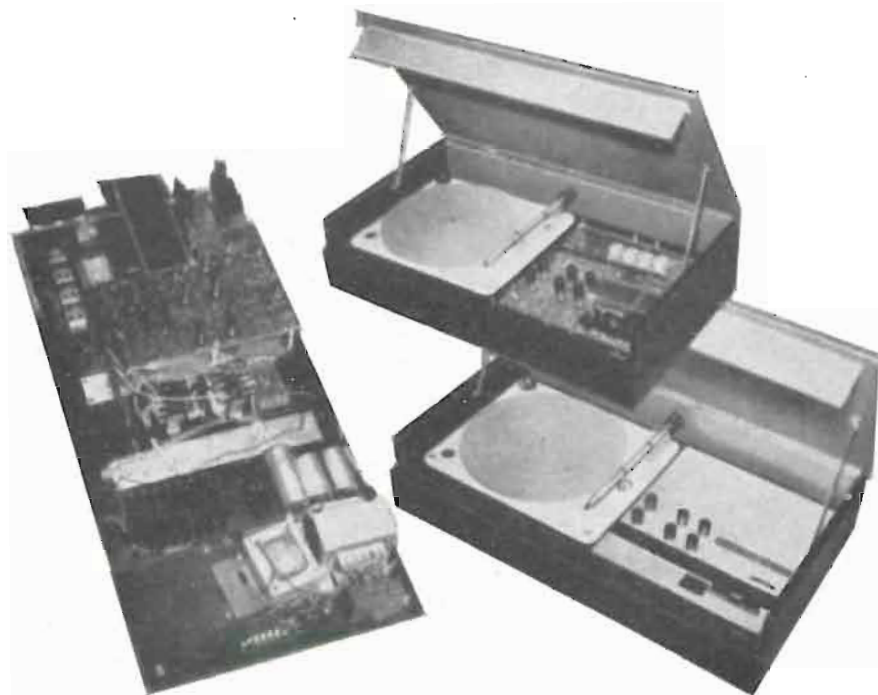



Fig. 6. - Curva di risposta degli amplificatori di potenza.

zazione della base, come carico di collettore dell'SFT353.

Riguardo allo stadio invertitore, nulla di speciale da segnalare, le resistenze di carico disposte in serie rispettivamente nei circuiti di emettitore e di collettore essendo montate secondo un sistema familiare ai tecnici del «catodine»; soltanto i valori adottati tanto per le resistenze di carico (470 Ω), quanto per i condensatori di accoppiamento (100 μF) possono sorprendere: non dimentichiamo però che qui si lavora con transistori e che ciò implica forzatamente qualche variante rispetto agli schemi a tubi.

Il controfase (SFT125 × 2) intermedio viene alimentato sulle basi dai segnali sfasati di 180° fra loro, che appaiono ai capi delle resistenze di emettitore e di collettore dello stadio invertitore.

Questo stadio funziona in classe *B*; si noti che le basi dei transistori che lo costituiscono sono polarizzate separatamente. Invece i collettori sono collegati fra loro e fanno ritorno al negativo dell'alimentazione attraverso una resistenza di 100 Ω disaccoppiata, dal punto di vista alternativo, con un condensatore di 500 μF; questa resistenza permette di regolare al suo valore ottimo la corrente di collettore degli STF125. Il controfase intermedio è del tipo «trasferitore di emettitore», i segnali destinati allo stadio di uscita vengono prelevati direttamente dagli emettitori degli STF125. Si noti che il collegamento alle basi dei transistori di

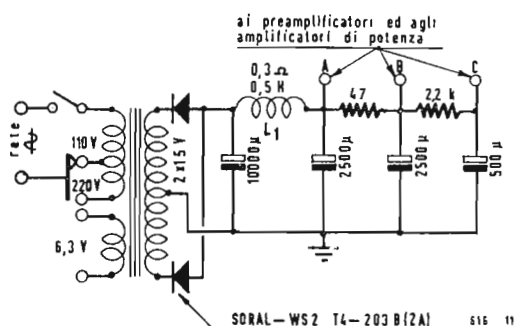



Fig. 5 - L'alimentatore di tipo classico fa ricorso ad un raddrizzatore a ossido. Sfrutta un trasformatore, che fornisce 2 × 15 V al secondario.

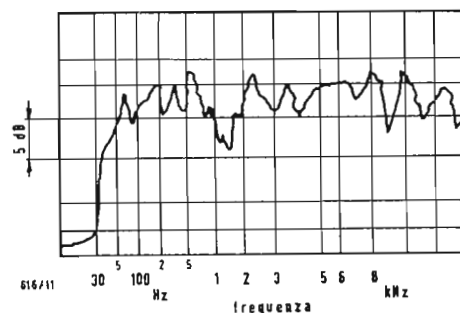



Fig. 7 - Risposta del complesso « mobile + altoparlanti » rilevata in ambiente riverberante. Le requenze riprodotte vanno da 40 Hz a 14 kHz entro ± 5 dB.

Caratteristiche del preamplificatore

Entrata	Sensibilità (a 1 kHz)	Impedenza
Fonorivelatore magnetico	7 mV	45 kΩ
Sintonizzatore MF	300 mV	10 kΩ
Magnetofono	300 mV	10 kΩ

Le sensibilità indicate corrispondono a un segnale di uscita di 1 V_{eff} (Zu = 5 kΩ).

Caratteristiche dell'amplificatore

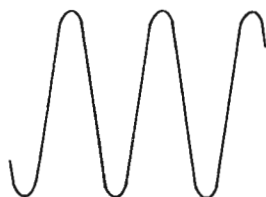
Sensibilità	1 V_{eff} per la potenza di uscita di 10 W (a 1 kHz)
Potenza di uscita	12 W max. per canale (a 1 kHz)
Banda passante	30 Hz ÷ 15 kHz ± 2 dB a 2 W
Rapporto segnale/disturbo	— 65 dB per la potenza di uscita di 2 W
Distorsione armonica	0,5 % per la potenza di uscita di 2 W (a 1 kHz)
Tasso di intermodulazione	1,5 % alla potenza nominale
Impedenza di uscita	16 Ω

515/11

Fig. 8 - Oscillogramma di un segnale di 12 W ottenuto ai capi di una resistenza di carico di 15Ω. Si noti che non si ha nessuna distorsione dovuta al raccordo delle caratteristiche dello stadio di uscita funzionante in classe B.

potenza (STF240) è un accoppiamento diretto, il che presenta solo vantaggi, notoriamente per la trasmissione delle frequenze più basse dello spettro sonoro.

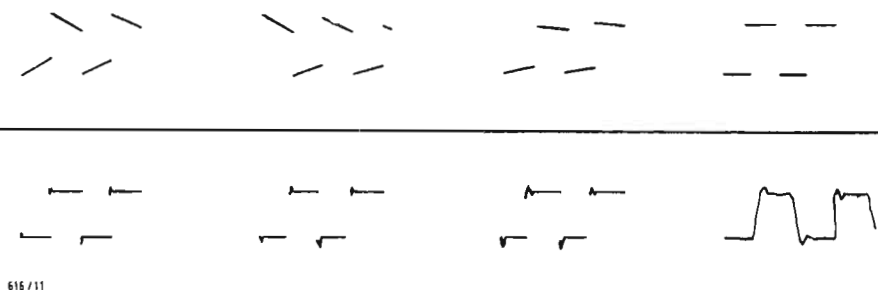
Al fine di evitare inconvenienti termici sempre possibili con transistori di potenza, gli emettitori degli SFT240 fanno ritorno alla massa attraverso resistenze di 0,5 Ω, che, creando una controreazione locale, si oppongono ad un aumento esagerato delle correnti dei collettori del controfase di uscita. I collettori di quest'ultimo sono caricati con un autotrasformatore a presa centrale, del quale le caratteristiche principali sono date in fig. 4; gli altoparlanti sono collegati direttamente ai collettori degli SFT240. Si noti in parallelo all'avvolgimento a presa centrale dell'autotrasformatore di uscita, un circuito *RC* destinato a migliorare la stabilità del circuito. Le tensioni di controreazione, che, lo ricordiamo, sono riportate con la fase conveniente sull'emettitore dello stadio di ingresso, sono prelevate al livello dello stadio di uscita in controfase, per mezzo di un avvolgimento separato disposto sull'autotrasformatore.

Riguardo all'alimentazione, anche lì la semplicità è di regola (fig 5): un trasformatore 110/220 V fornisce infatti al secondario una tensione di 2 × 15 V, che, dopo raddrizzamento classico (entrambe le semionde) è accuratamente filtrata grazie all'azione congiunta di una bobina di bassa resistenza (0,3 ÷ ÷ 0,5 H) e di condensatori di fortissimo valore (10.000 μF in entrata!). Si sono praticate derivazioni, che permettono di disporre di tensioni adatte ai diversi stadi del preamplificatore e dell'amplificatore (uscite *A*, *B*, *C*); dato il modesto assorbimento degli stadi connessi ai punti *B* e *C*, il filtro complementare è realizzato per mezzo di semplici resistenze «tamponate» da condensatori elettrolitici di 2500 e 500 μF.

3. - IMPRESSIONI GLOBALI, RISULTATI DI MISURE E... DI ASCOLTO

Piacevolmente presentata e pochissimo ingombrante, la catena S.P.E.S. dà l'impressione della serietà, alla quale non è indubbiamente estranea la tavola di lettura (giradischi) professionale Bang e Olufsen, che ne fa parte e che, ricordiamolo, è munita di un insieme integrato braccio-testina di questa marca, di cui la reputazione non è qui da discutere.

Riguardo agli schermi acustici si noti che il fabbricante ha adottato dei contenitori di tipo R.1., a decompressione laminare; questi mobili sono equipaggiati con 3 altoparlanti Princeps (due ellittici 12 × 19 cm ed un tweeter di 6,5 cm). Alfine di diminuire il rombo dovuto alla frequenza di risonanza degli altoparlanti, questi ultimi sono stati montati in parallelo, ciò che presenta vantaggi dal punto di vista dello smorzamento delle punte della curva di risposta e della caratteristica di riproduzione delle frequenze basse. Il tweeter (fig. 3), montato anch'esso in parallelo, è connesso in serie con un

Fig. da 9 a 16 - Segnali rettangolari rilevati direttamente ai capi delle bobine mobili degli altoparlanti e corrispondenti alle frequenze di: 40, 100, 200, 500 Hz; 1, 2, 5 e 10 kHz.

condensatore a carta destinato a tagliare le frequenze più basse dello spettro, le quali, altrimenti, rischierebbero di danneggiarlo. A questo proposito avvertiamo che la sua banda passante va da 1.500 a 23.000 Hz entro ± 3 dB, il che è notevole.

Gli ellittici sono pure assai interessanti, la loro frequenza di risonanza è dell'ordine di 90 Hz ed il limite superiore delle frequenze trasmesse senza attenuazione notevole è di 8 kHz approssimativamente.

Ma passiamo alle misure propriamente dette. Le tabelle qui riportate danno l'essenziale delle caratteristiche del preamplificatore e dell'amplificatore, caratteristiche che sono state effettivamente rilevate sul telaio campione.

Esse sono completate dalle curve 6 e 7, la prima riguarda la banda passante dell'amplificatore in funzione della potenza d'uscita, la seconda riguarda la risposta del complesso «contenitore+altoparlanti», rilevata in ambiente riverberante; quest'ultima curva conferma il buon comportamento acustico del sistema adottato; le frequenze effettivamente riprodotte si estendono da 40 Hz a 14 kHz entro ± 5 dB.

Quanto all'oscillogramma di fig. 8 è interessante per vari motivi, poichè mette in evidenza in particolare l'assenza di distorsione, dovuta al raccordo delle caratteristiche, dello stadio di uscita, che funziona pertanto in classe *B*; inoltre esso dà la prova della massima potenza disponibile a 1 kHz; poiché la sinusoide rilevata corrisponde in effetti ad un segnale di 12 W_{eff} ottenuto ai capi di una resistenza di carico di 15 Ω.

Più istruttivi ancora sono gli oscillogrammi delle figure da 9 a 16, poiché illustrano il comportamento dell'amplificatore in regime transitorio; essi corrispondono a segnali rettangolari rilevati rispettivamente a 40, 100, 200, 500 Hz, 1, 2, 5 e 10 kHz.

È interessante precisare che gli oscillogrammi sono stati ottenuti direttamente ai capi delle bobine mobili degli altoparlanti montati nei contenitori acustici (ciò ha procurato però qualche difficoltà coi vicini!): ecco certamente ciò che dovrebbe convincere coloro i quali dubitano ancora delle possibilità degli amplificatori di potenza a transistori. L'esperienza ha dimostrato che la soluzione adottata per lo stadio di uscita (autotrasformatore) era perfettamente compatibile con le esigenze dell'alta fedeltà e non restava per nulla indietro rispetto a soluzioni più classiche... e talvolta più onerose.

L'audizione della «catena» è parimenti convincente: sostiene molto felicemente il confronto coi migliori modelli equipaggiati con tubi elettronici. Siamo stati del resto molto piacevolmente sorpresi per l'eccellenza del rapporto segnale/disturbo dell'insieme e dal buonissimo rendimento acustico dei mobili, le dimensioni dei quali sono tuttavia modeste (53 × 43 × 40 cm). Non c'è dubbio che la catena transistorizzata S.P.E.S. merita pienamente il qualificativo di «alta fedeltà», e ciò senza alcuna restrizione. Si deve ancora menzionare — indirizzandosi ai tecnici — che si è apprezzato come si deve le qualità proprie ad uno schema transistorizzato, particolarmente l'assenza del tempo di riscaldamento e di incremento della temperatura della parte elettronica: infatti, si sente appena, nel corso del funzionamento, intiepidire i transistori di potenza, che sono montati direttamente sul fondo metallico del mobile dell'apparecchio utilizzato come «radiatore». Questa particolarità, aggiunta all'uso di una basetta a circuiti stampati raggruppante la maggior parte degli organi del circuito, ha permesso al costruttore di realizzare un complesso elettronico estremamente compatto, che, precisiamolo, viene utilizzato pure in un elettrofono stereofonico di piccolo ingombro (si tratta del modello Scarlatti) e di cui la larghissima diffusione dovrebbe militare in favore di una tecnica che consideriamo essere attualmente perfettamente a punto.

Possano queste iniziative ardite — e con questo concludiamo — servire di esempio a tutti coloro che esitano ancora ad accordare la loro fiducia ai semiconduttori. *A*

Alberto Albertini

Amplificatore da 20 W parzialmente transistorizzato

QUESTO AMPLIFICATORE è la versione parzialmente transistorizzata di un classico amplificatore alta fedeltà da 20 W.
Esso è impostato sul presupposto di utilizzare ciò che di più pratico e di perfetto è in grado di offrire la tecnica odierna.
La tecnica dei circuiti a transistori negli stadi finali di potenza A.F. richiede trasformatori d'uscita e pilota d'alta qualità difficilmente reperibili in commercio e radiatori di calore voluminosi. L'uso di push-pull in classe B per limitare la dissipazione di energia, mantiene troppo alta la distorsione.
Per questo motivo lo stadio finale è costituito da un classico ultralineare a tubi con trasformatore d'uscita Hi-Fi commerciale, mentre la preamplificazione e lo stadio invertitore di fase- pilota sono a transistori. Il ronzio introdotto dalla tensione di filamento agisce solo sulle valvole finali ed è perciò trascurabile mentre la preamplificazione è esente da questo disturbo e da microfonicità. I soli componenti suscettibili di esaurimento sono i tubi finali poiché anche la rettifica delle alternate è ottenuta con semiconduttori.
La prerogativa più interessante di questo circuito è lo stadio pilota invertitore di fase costituito da due transistori in grado di accettare una tensione di collettore di — 80 V, in accoppiamento di emettitore, equivalente dell'accoppiamento catodico per i tubi.
La tensione di riposo di collettore è di — 34 V e cioè perfettamente idonea a fornire la tensione negativa di griglia oltre che il segnale, mediante accoppiamento diretto ai tubi finali.

1. - ALIMENTAZIONE

Per l'alimentazione si è fatto uso di un trasformatore con tensioni secondarie di 6,3 V e 400 + 400. La tensione di 6,3 V è utilizzata per l'accensione dei filamenti dei tubi finali e per azionare il relé temporizzato sulla tensione anodica. I due avvolgimenti da 400 V sono stati separati dalla presa centrale e si sono utilizzate tensioni da 250 V, raddrizzata da un diodo Philips OA211, per il negativo, e 370 V per il positivo. Disponendo di un trasformatore d'alimentazione a presa centrale sull'anodica si potevano rettificare le due semionde con due soli diodi, però, in questo caso, i diodi sarebbero stati sottoposti ad una d.d.p. pari alla somma delle tensioni dei due avvolgimenti. Date le già forti tensioni in gioco il circuito a ponte presenta un buon margine di sicurezza. I diodi Philips OA211, costruiti per tensioni inverse massime di 800 V si prestano allo scopo e perciò sono stati usati nel circuito rettificatore della tensione anodica per i tubi finali. Un relè temporizzato ritarda la chiusura del circuito anodico per consentire il riscaldamento dei filamenti ed evitare così tensioni troppo alte sui condensatori di filtro quando l'assorbimento dei tubi non è ancora a regime.
La tensione positiva è filtrata con impedenza e capacità, la tensione negativa, con resistenze e capacità. I residui di alternata sono i seguenti:
— 115 V residuo 20 mV
— 80 V residuo 0,2 mV
— 25 V residuo 0,2 mV
+ 400 V residuo 0,6 V

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il primo stadio è costituito da un transistor Philips OC75p, lavora con una corrente di 3,5 mA e una V_{ce} di 6 V con una dissipazione di 21 mW. Dalle curve caratteristiche di questo transistore risulta che una tale dissipazione è ammissibile fino a 65° C t. ambiente. La stabilità termica dello stadio è data da

$$S = \beta \frac{R_B + R_E}{R_B + \beta R_E} = 10 \quad R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Si è tenuto conto del guadagno di corrente minimo di questo transistore.
L'impedenza d'ingresso dello stadio è di circa 2000 Ω a causa della resistenza R_5. Tale impedenza aumenta quando viene applicata la tensione di controreazione attraverso R_{15}, e raggiunge praticamente il valore di R_1. La impedenza di ingresso misurata è di circa 50 kΩ cioè sufficientemente alta per collegare l'amplificatore a vari tipi di generatori.
Il secondo stadio è l'equivalente dell'invertitore di fase per accoppiamento catodico nei tubi elettronici. L'unica differenza sta nel fatto che la base del secondo transistore (T_3) della coppia deve essere polarizzata separatamente in quanto, a differenza della griglia di un tubo, nella base di un transistore circola corrente ed una qualsiasi resi-

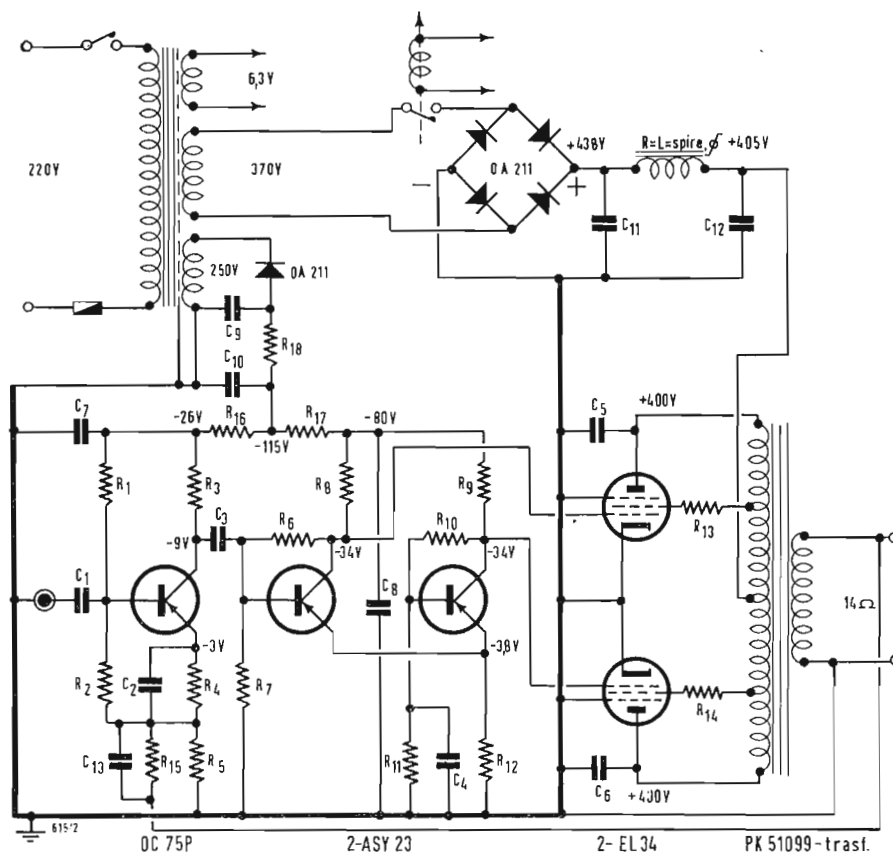



Fig. 1 - Schema dell'amplificatore.

stenza tra la base T_2 e la base T_3 creerebbe una diversa polarizzazione di T_3.

Si possono ugualmente trovare soluzioni per polarizzare i due transistori con un'unica fonte come pure si potrebbe realizzare l'accoppiamento diretto tra T_1 e T_2, ma tutte queste soluzioni rendono instabile l'equilibrio delle tensioni e soprattutto rendono interdipendente la stabilità termica, nel caso di accoppiamento diretto, la stabilità di T_2 sarebbe in funzione di quella di T_1.

T_2 e T_3 sono transistori Philips ASY23.

Il meccanismo del circuito, per quanto noto è opportuno riesaminarlo perché in questo caso agisce anche sulla stabilità termica.

Un aumento di tensione sulla base di T_2 provoca un aumento della corrente circolante nel transistore stesso, il potenziale di collettore diventa più positivo e quello di emettitore più negativo. Questo fatto determina una diminuzione della differenza di potenziale tra l'emettitore di T_3 e la sua base, con conseguente diminuzione della corrente circolante in T_3, e aumento della tensione di collettore verso valori più negativi, cioè in opposizione di fase con il collettore di T_2. La diminuzione di corrente di T_3 tende a rendere più positivo l'emettitore, quindi si oppone all'azione di T_2, ne consegue che le variazioni di tensioni sulla resistenza di emettitore R_{12} corripondono a circa la metà delle variazioni di tensioni tra base e massa di T_2. La differenza di potenziale tra le basi di T_2 e T_3 e i loro emettitore in comune sono eguali e di verso opposto, come pure quelle di collettore.

T_2 funziona con emettitore a massa e T_3 con base a massa. T_3 gode dei vantaggi del circuito con base a massa, minimo sfasamento, minima distorsione e massima linearità. Le correnti di T_2 e T_3 circolano nella resistenza comune R_{12}. Ogni variazione di corrente dovuta alla variazione di temperatura in ogni transistore determina una variazione di tensione in R_{12} doppia, supposti eguali T_2 e T_3, di quella che determinerebbe un transistore solo. Agli effetti della stabilità termica di ogni transistore della coppia, R_{12} deve essere considerata di valore doppio. In pratica T_2 e T_3 si sono rivelati uguali senza bisogno di selezioni.

In base a tale criterio il fattore di stabilità di T_2 e T_3 è di 1,4 calcolato secondo la formula:

$$S = \frac{1}{1 + h_{21} - h_{21}K''}$$

$$K'' = \frac{(R_B + R_F + R_L)\,R_3 + R_B R_L}{(R_B + R_F + R_L)\,R_3 + R_B R_L + R_F R_B}.$$

Il fattore di stabilità del secondo stadio è stato tenuto molto elevato per fornire una tensione negativa di griglia la più costante possibile.

Il primo stadio ha un fattore di stabilità medio ($S = 10$), ma maggiori possibilità di escursione del segnale lungo la retta di carico.

Si può aumentare la stabilità del primo stadio polarizzando la base da collettore anziché da negativo — 26 V, ma la creazione in alternata diminuisce la sensibilità dello stadio oppure bisogna ridurre il fattore di controreazione introdotta a mezzo di R_{15}. Non è escluso che anche questa via dia risultati soddisfacenti.

Si otterrebbe comunque un abbassamento della impedenza di ingresso.

La dissipazione di T_2 e T_3 in condizioni di riposo è di $V_{ce}\ I_c = 30.0{,}003 =$ 90 mW, decisamente inferiore alla massima dissipazione ammessa di 625 mW.

Tale dissipazione provoca un aumento di temperatura di 22,50 C, senza radiatore il che significa una temperatura di 67,5 °C ad una temperatura ambiente di 45 °C. In pratica conviene aggiungere un piccolo radiatore che abbassa maggiormente la temperatura della cu-

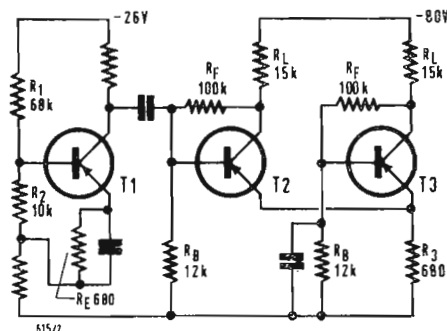



Fig. 2 - Valori e denominazione delle resistenze per il calcolo della stabilità termica di T_1 T_2 T_3.

stodia. Dato che per la massima potenza di uscita di 32 W, i collettori di T_2 e T_3 devono fornire una tensione alternata di 69 V_{pp}, la massima V_{ce} cui questi collettori sono sottoposti in questa eventualità è di $34 + \frac{1}{2}\, 69 \simeq$ 70 V circa con un margine di 10 V per gli 80 V massimi consentiti. Le massime correnti di collettore sono di circa 6 mA e quindi anche le correnti di base sono piccolissime. Riscaldando i transistori a 50 °C circa la tensione di collettore si sposta da — 34 (a temperatura 20°) a — 32. La tensione di griglia si sposta del 6 %.
Le tensioni di pilotaggio per il push pull finale, misurate tra griglia e massa sono di 69 V_{pp} per 32 W d'uscita e 48 V_{pp}, per 20 W d'uscita.
La controreazione è applicata con lo stesso metodo dello schema a tubi. La tensione di uscita presa sul secondario del trasformatore viene ripartita tra R_{15} e R_5. La parte corrispondente a R_5 risulta applicata all'emettitore di T_1 per mezzo del condensatore C_2, essa è in fase con la tensione di ingresso e perciò diminuisce la d.d.p. tra base ed emettitore, quindi la tensione utile di ingresso, aumentando l'impedenza di entrata. La resistenza R_2 del partitore di polarizzazione non limita l'impedenza d'ingresso perchè anziché a massa fa capo al punto d'inserzione della controreazione e quindi ne seguono le variazioni di tensione alternata. Teoricamente, e la misura pratica ne dà conferma, l'impedenza d'ingresso è limitata da R_1. Questo collegamento non altera la stabilità termica, perchè R_5 è molto più piccola di R_4.
Per evitare possibilità di innesco, il guadagno della controreazione è di 30 dB, è stato necessario applicare i condensatori C_5 e C_6 oltre che il condensatore di rifasamento C_{13}.
I vantaggi di questo circuito si possono così riassumere: uso di semiconduttori per rettifica e preamplificazione, quindi lunga durata, poco ingombro, poca dissipazione di energia (sviluppo di calore quasi nullo).
Uso di transistori come elementi amplificatori in tensione nello stadio pilota: l'unico carico è costituito dalle resistenze dei collettori. Guadagni molto alti. Sfruttamento della caratteristica dei transistori di funzionare con tensioni, rispetto massa, negative in modo di fornire la tensione negativa di griglia ai tubi finali eliminando così la resistenza sul catodo (dissipazione di energia, maggiore tensione anodica).
La tensione negativa di griglia rettificata separatamente, è sfruttata per la preamplificazione garantendo il massimo disaccoppiamento tra i primi due stadi e il finale. L'uso di tubi per lo stadio finale rappresenta ancora il miglior compromesso. L'energia spesa per i filamenti è accettabile e sebbene la energia totale perduta in calore sia superiore a quella di un equivalente stadio a transistori, il tubo, non crea problemi di radiazione e di stabilità termica. Ciò che però più conta è la possibilità di ottenere una bassissima distorsione. Si può verificare dai risultati ottenuti che questo amplificatore è del tutto equivalente ad un amplificatore a tubi di alta fedeltà.

3. - CARATTERISTICHE

Potenza massima di uscita indistorta a 1000 Hz è di + 45 dBm pari a 32 W Distorsione 0,55 %. Per la potenza prevista di 20 W pari a 18 V_{eff} su 16 Ω (50_{pp}) + 43 dBm, la distorsione è inferiore allo 0,5 % da 50 a 5000 Hz. A 20 Hz una leggera saturazione del ferro del trasformatore d'uscita limita il livello distorto a + 41 dBm pari a 12 W.
Per le alte frequenze il livello tollerato è più basso a 10.000 Hz la distorsione è dello 0,68 % a 10 W. e a 20.000 Hz la distorsione è dell'1,25 % a 8W. In queste misure bisogna tenere presente la distorsione del generatore che è circa 0,3 o 0,4 %. L'intermodulazione misurata con generatore o analizzatore Western, per le frequenze 40 cs 12.000 Hz nel rapporto 20 : 1 è 1 % a + 43 dBm (20 W) e 0,6 % a + 42, considerato il rapporto tra distorsione armonica e intermodulazione di 1 : 3, la distorsione è dell'ordine dello 0,3 %. Ciò corrisponde alle misure fatte con distorsiometro. Al livello minimo per il quale non intervengono distorsioni e cioè a circa 8 W, l'amplificatore è perfettamente lineare da 20 a 20.000 Hz entro 0 dB. L'impedenza d'ingresso è di circa 50 kΩ. Il rumore di fondo è di — 85 dB sotto il livello di 25 W. La sensibilità è di 0,28 V_{eff} per 20 W di uscita.

4. - COMPONENTI

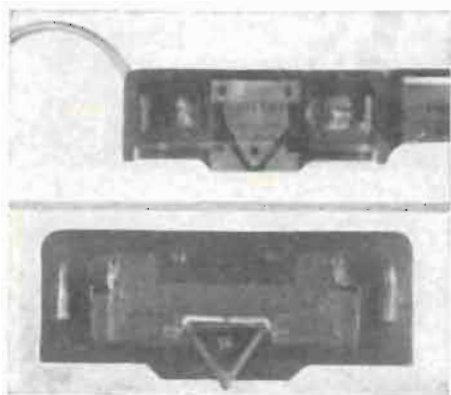
R_1 = 68 kΩ; R_2 = 10 kΩ; R_3 = 4,7 kΩ; R_4 = 680 Ω; R_5 = 33 Ω; R_6 = 100 kΩ; R_7 = 12 kΩ; R_8 = 15 kΩ; R_9 = 15 kΩ; R_{10} = 10 kΩ; R_{11} = 12 kΩ; R_{12} = 680 Ω; R_{13} = 1 kΩ; R_{14} = 1 kΩ; R_{15} = 2,2 kΩ. R_{16}, R_{17}, R_{18} = devono essere regolate per ottenere le tensioni indicate.

C_1 = 10 μF 10 V; C_2 = 100 μF 6 V; C_3 = 25 μF 10 V; C_4 = 25 μF 10 V; C_5 = 5000 pF 1500 V mica; C_6 = 5000 pF 1500 V mica; C_7 = 1000 μF 50 V; C_8 = 50 μF 200 V; C_9 = 32 μF 350 V; C_{10} = 32 μF 350 V; C_{11} = 40 μF 500 V; C_{11} = 40 μF, 500 V; C_{12} = 40 μF 500 V; C_{13} = 300 pF 1000 V mica.

Per l'impedenza di filtro si è fatto uso di una impendenza commerciale da 4 H, 150Ω, 150 mA.

I diodi del raddrizzatore a ponte e del raddrizzatore per le tensioni negative sono OA2II Philips, il trasformatore d'uscita PK 51099 è della serie H.F. Philips. *A*

dott. ing. Antonio Rovelli

Il fonorivelatore elettrodinamico Eldyn*

In alto: vista laterale della capsula aperta (senza quadro). Il magnete, di forma rettangolare, è disposto dietro le armature triangolari. Le due lamelle laterali servono insieme da spine conduttrici della corrente al quadro posto nel coperchio e da cricco a pressione per il mantenimento del coperchio contro la capsula.
In basso: vista interna del coperchio. La corrente proveniente dal quadro, viene prelevata per mezzo di due contatti argentati messi in contatto – all'interno dei sostegni – con due lamelle d'argento. Queste due sono connesse da due collegamenti flessibili ai pezzi laterali di ritenuta del coperchio. (N.B.: le due fotografie sono in scale diverse).

Il miglioramento costante della registrazioni « microsolco », la qualità continuamente accresciuta della finezza di incisione, conducono a perfezionare anche lo strumento di lettura del disco, cioè il fonorivelatore. A questo proposito ricordiamo che i tipi Hi-Fi sono in generale « magnetici » (o a riluttanza variabile), o « elettrodinamici ».

Hanno una curva di riproduzione sensibilmente lineare in tutta la gamma delle frequenze udibili, fino a 13 ÷ 16 kHz, con punte di risonanza poco o nulla pronunciate.

Ma, se la linearità della curva di riproduzione fino ai limiti superiore e inferiore delle frequenze udibili è necessario per caratterizzare un fonorivelatore di « alta fedeltà », questo parametro non è però sufficiente, non acconsente da solo di giudicare le qualità di un rivelatore fonografico. Si sa infatti che la curva di risposta viene ricavata con la riproduzione di un solco inciso sinoidalmente e di frequenza progressivamente variabile; il solco imprime alla puntina del rivelatore un movimento alternativo regolare, la cui velocità cresce con la frequenza del segnale registrato. Questa informazione non viene d'altronde fedelmente tradotta se la sospensione dell'equipaggiamento mobile non è ben studiata e se quest'ultimo è di per sè abbastanza rigido per non divenire sede di vibrazioni parassite.

Tuttavia quando si esamina sotto un forte ingrandimento il solco di un disco inciso (musica polifonica « a percussione » per es.), ci si accorge che quest'ultimo non ha nulla di comune col tracciato sinoidale del solco del disco di frequenze. Questo solco presenta infatti un profilo tra i più fantasiosi, con sinussoidi impreviste, brusche variazioni di ampiezza, cambiamenti di direzione ad angolo vivo. L'analisi matematica di questo tracciato, effettuata per mezzo della serie di Fourier, rivelerebbe la sovrapposizione di un grande numero di onde sinoidali, delle quali l'ampiezza e la frequenza varierebbero continuamente con ogni specifico suono registrato. Sono, d'altra parte, le frequenze delle armoniche superiori, anche poste oltre la curva di sensibilità dell'orecchio umano, che danno alla riproduzione musicale tutto il suo rilievo, la sua alta fedeltà nel senso proprio della parola; sono queste armoniche che traducono l'attacco dell'arco sulla corda di un violino, il colpo di linguetta appena percettibile del flautista per smorzare la vibrazione dello strumento, la risonanza fugace di una cassa di violino, tutti quei bisbigli intimi dell'orchestra, che tradiscono la presenza degli istrumenti.

1. - IL PROBLEMA

Mentre i vecchi dischi a 78 giri/min ci avevano abituati all'audizione di una musica « in conserva », pallido riflesso dell'audizione diretta, la tecnica della registrazione su dischi microsolco permette la riproduzione di una gamma di frequenze molto più estesa, grazie ad un'incisione più fine ed esente da deformazioni risultanti dalla grana del materiale. Ciò significa che attualmente tutte le frequenze udibili, ed anche le loro armoniche superiori, possono essere registrate su disco. La riproduzione impeccabile di una simile registrazione esige che:

1) la puntina del fono rivelatore segua rigorosamente il tracciato tormentato del solco e che essa non scarti in *nessun istante* dal fondo di quest'ultimo.
2) la pressione della puntina di lettura contro i fianchi del solco sia sufficientemente bassa per non deformare o deteriorare l'incisione al primo passaggio;
3) la curva di riproduzione del fonorivelatore, perfettamente lineare alla origine, anche oltre le frequenze udibili, possa essere corretta dall'amplificatore conformemente alle leggi della sensibilità dell'orecchio umano;
4) nessuna punta di risonanza derivante da imperfezione dell'equipaggio mobile possa favorire la riproduzione di una frequenza qualunque a detrimento delle altre frequenze.

Le condizioni 3) e 4), che si rilevano dalla curva di risposta, sono in generale realizzate coi fonorivelatori Hi-Fi. Ma le condizioni 1) e 2), assai difficilmente controllabili, sono molto più scorbutiche da realizzare. Questo è così vero che i costruttori, che non esitano a sostenere la vendita dei loro prodotti con la pubblicazione di belle curve di risposta lineari fino a 20 kHz (i mezzi di controllo fino al limite superiori non essendo precisati), passano prudentemente sotto silenzio i risultati relativi al comportamento « dinamico » dei loro fonorivelatori. Le misure relative, bisogna dirlo, non sono facili da effettuare; una

---

* Da *Toute l'Electronique*, N. 277, luglio - agosto 1963 pag. 267 di A. Baud.

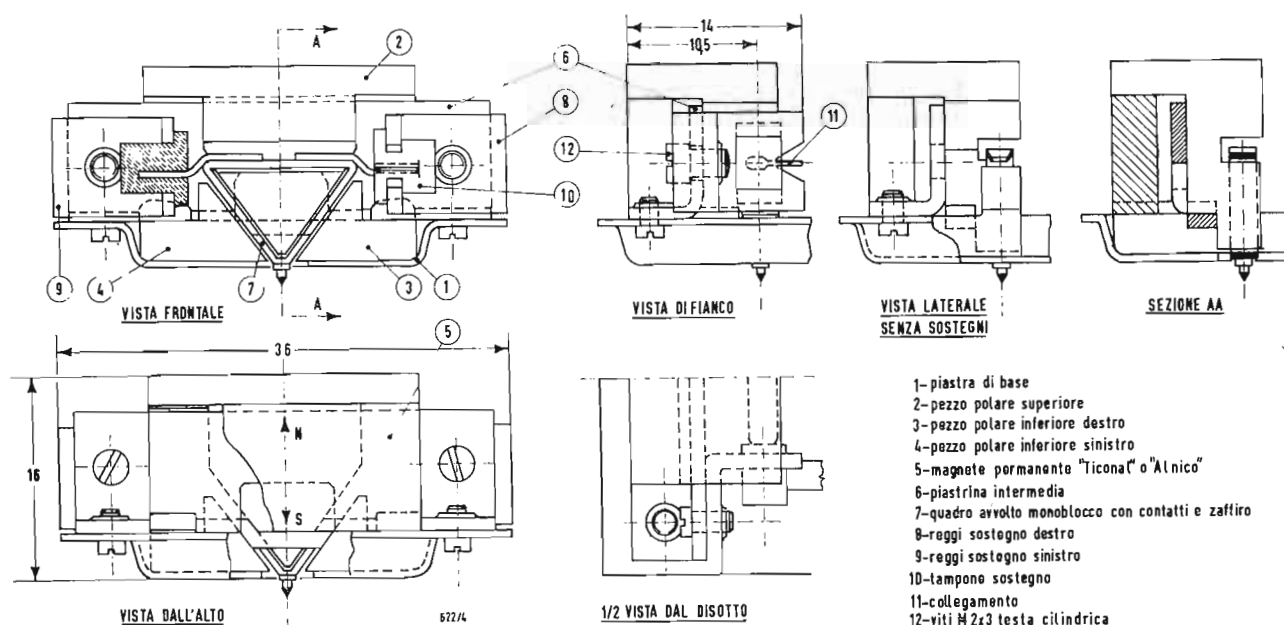



Fig. 1 - Disegno quotato indicante il principio di costruzione del fonorivelatore « Eldyn ». Il magnete permanente (5) è di forma rettangolare: 22 × 10 × 4 mm; è del tipo a « flusso orientato ». La piastrina interposta (6) serve per il fissaggio dei pezzi polari inferiori (3 e 4) e da supporto del pezzo polare superiore (2); questo elemento serve alla centratura del pezzo polare superiore ed alla calibratura del traferro. Il quadro avvolto monoblocco (7), di forma triangolare, comprende un manicotto munito di una puntina lettrice incastrata, e due contatti argentati fissati all'avvolgimento. Si noti che i reggi supporti (8 e 9) sono regolabili in altezza per mezzo della vite (12); la centratura esatta del quadro avvolto è realizzata per mezzo di un calibro che si fa scivolare nel traferro. I sostegni (10), in materiale termoplastico molle, sono attraversati da un foro di sezione rettangolare prolungantesi lateralmente fino a una delle facce esterne.

prova empirica consiste nel far ascoltare da un orecchio molto esercitato la riproduzione di certi passaggi musicali caratteristici di registrazioni selezionate; un'altra, più tecnica, consiste nel porre la testina del pick-up sopra un supporto oscillante che viene eccitato usando un generatore di segnali rettangolari. Anche supponendo il sistema meccanicamente perfetto, cioè oscillante secondo una legge realmente rettangolare, questo procedimento fa astrazione dallo slittamento dell'ago lungo il solco, il che non è senza influenza in pratica sulla precisione di lettura del fonorivelatore. Il solo mezzo di controllo infallibile consisterebbe nel far leggere al fonorivelatore un disco, il cui solco fosse inciso seguendo un tracciato trapezoidale e riproducente un'onda a frequenza progressivamente variabile; la tensione del fonorivelatore, applicata all'entrata di un oscillografo abbastanza sensibile, permetterebbe, per decomposizione dell'immagine ottenuta mediante la serie di Fourier, di calcolare il contenuto di armoniche esibite dal fonorivelatore in regime transitorio, cioè sulla base di un'oscillazione di un segnale non sinoidale. Si otterrebbe così un resoconto delle qualità dinamiche del lettore, che sono almeno altrettanto importanti di quelle rilevate dalla curva di risposta. Sfortunatamente tali dischi non esistono in commercio, e dubitiamo assai che essi siano stati utilizzati anche una volta sola.

In mancanza di poter misurare le reazioni di un fonorivelatore in regime transitorio, si possono prevedere con l'analisi matematica, se si conoscono tutti gli elementi meccanici del sistema in movimento.

È facile dimostrare, con l'aiuto di una costruzione grafica, che per assicurare il contatto permanente di una punta lettrice col fondo di un solco il cui fianco è inclinato a 45° rispetto alla verticale bisogna che il peso del rivelatore sul disco sia in ogni momento superiore, o almeno uguale, alla componente orizzontale della reazione della puntina contro il fianco del solco; perdendosi questo equilibrio, la puntina monta sul fianco del solco e segue un cammino diverso del tracciato registrato: l'onda sonora prodotta non è più l'immagine di quella contenuta nella registrazione e sorge la « distorsione ».

La reazione orizzontale della puntina nel solco comprende, da una parte, la forza di richiamo elastica necessaria per riportare la puntina nella sua posizione media e, d'altra parte, le forze dinamiche risultanti dall'inerzia delle masse del sistema vibrante. La prima forza è proporzionale all'ampiezza dello spostamento della puntina di riproduzione ed è quasi indipendente dalla frequenza essa è generalmente di piccolo valore ed il suo effetto è avvertibile solo alle frequenze inferiori. Ma le componenti dinamiche sono molto più dannose, poichè, essendo proporzionali al quadrato della frequenza, raggiungono proporzioni inaspettate alle frequenze superiori della soglia di udibilità. L'espressione generale di queste forze è:

$$F_d = \frac{\omega^2 A}{a} \, 2\, \Sigma (\Delta m_y \, a_y)$$

in cui: ω = pulsazione = $2\pi f$; f = frequenza dell'oscillazione della puntina di riproduzione; A = ampiezza dello spostamento della puntina nel solco; a = distanza dell'estremità della punta dall'asse di sospensione oscillante dell'equipaggio mobile; Δm_y = massa elementare di un punto qualsiasi del sistema oscillante; a_y = distanza della massa elementare considerata, dall'asse di oscillazione del sistema.

Per avere un'idea dell'ordine di grandezza di questa reazione, senza neppure considerare l'insieme dell'equipaggio mobile del rivelatore, calcoliamo la forza dinamica generata dalla vibrazione a 20 kHz, della sola massa di uno zaffiro sintetico di 0,4 mm di diametro con un manicotto di incastro in alluminio (il tutto è assimilabile a un cilindro di 0,8 mm di diametro; 1,2 mm di lunghezza e del peso specifico di 2,7 g/cm³) Se si prevede uno spostamento in ampiezza (A) della puntina uguale a 1 μ (ordine di grandezza dell'ampiezza di un suono registrato della frequenza considerata), l'espressione della forza cercata è:

$$F_d = \omega^2 A \, P/g$$

dove: P = peso del cilindro progettato

$= (\pi/4) \cdot 0{,}08^2 \cdot 0{,}12 \cdot 2{,}7 = 1{,}63$ mg; g = accelerazione di gravità terrestre = 981 cm/sec²; in queste condizioni, si ha:

$$F_d = (2\pi \cdot 2 \cdot 10^4)^2 \cdot 10^{-4} =$$

$$\frac{1{,}63 \cdot 10^{-3}}{0{,}981 \cdot 10^3} = 2{,}6\ g$$

tutte le lunghezze sono espresse in cm.

Ammettendo che la testina di lettura eserciti sul disco una pressione verticale di $6g$, si vede che la forma dinamica della sola puntina riproducente in movimento costituisce già, a 20 kHz, quasi la metà della reazione orizzontale massima ammessa contro il fianco del solco per permettere alla puntina una lettura fedele della registrazione. Questo risultato lascia dunque molto poco posto alle masse elementari costituenti tutto il resto del sistema oscillante e si comprende meglio perchè certi fonorivelatori Hi-Fi (benchè provvisti di una curva di risposta inappuntabile) si mostrino « anemici » nella riproduzione delle armoniche, che permettono di differenziare i timbri strumentali, o deformanti i timbri confondendoli con risonanze parassite.

Fig. 2 - Curva di risposta del fonorivelatore « Eldyn » rilevata con un disco DECCA LXT2695 e riportata a 0 dB (1,2 cm/s a 1 kHz).

2. - LA SOLUZIONE PROPOSTA

Il fonorivelatore « Eldyn » è un rivelatore elettrodinamico concepito tenendo conto dei risultati sopra menzionati.

Per assicurare una riproduzione corretta in regime transitorio, le masse in movimento dell'equipaggio mobile sono state ridotte ai soli elementi di una puntina di zaffiro sintetico, insediata in un manicotto di magnesio collegato ad un avvolgimento di filo sottile (di forma particolare, avvolto e impregnato in modo speciale) e oscillante nel campo di un magnete a flusso orientato.

Questa è la sola soluzione, che permetta un alleggerimento del sistema oscillante per assicurare la riproduzione completa delle armoniche superiori.

La forma del quadro e il suo principio di oscillazione sono originali e studiati in modo tale che l'asse naturale di oscillazione dell'equipaggio mobile (cioè l'asse passante per il centro di gravità del sistema) sia approssimativamente coincidente con l'asse di sospensione.

Questa particolarità è di grande importanza pensando alle qualità dinamiche del fonoriproduttore ed alla linearità della curva di risposta. In tutti i fonorivelatori, in generale, l'asse di oscillazione, per la natura elastica dei suoi sostegni, non può essere definito esattamente; per un sistema oscillante il cui punto di equilibrio delle masse è scentrato rispetto all'asse di oscillazione, il rapporto di ampiezza fra gli spostamenti del quadro e quelli della puntina riproducente può variare con la frequenza, o anche dare luogo a risonanze in relazione all'elasticità della coppia di richiamo dei sostegni. Questo difetto di costruzione classica della maggior parte dei fonorivelatori è stato eliminato grazie alla concezione geometrica del quadro del rivelatore qui studiato.

Precisiamo che un procedimento speciale di avvolgimento conferisce al complesso quadro-puntina una rigidità sufficiente per eliminare qualsiasi risonanza propria del sistema nella gamma delle frequenze udibili. Questo rivelatore è perciò caratterizzato dal fatto che, mercè la rigidità, la leggerezza, la forma particolare e il principio originale della sospensione del suo sistema oscillante assimilabile alla bobina mobile di un altoparlante elettrodinamico, ogni punto dell'avvolgimento si sposta, con un'ampiezza rigorosamente proporzionale a quella captata dalla puntina di riproduzione nel fondo del solco, e ciò fino alle armoniche superiori dei segnali registrati nell'incisione.

I prototipi costruiti fino ad oggi convengono alla riproduzione dischi a pista sonora-unica; ma lo stesso principio è applicabile alla riproduzione stereofonica, a patto di aggiungere un secondo quadro il cui piano sia perpendicolare a quello del primo e di modificare la forma del circuito magnetico esistente.

Il principio di costruzione del fonorivelatore è semplice e realizzabile quasi interamente sotto forma di parti stampate (contenitore ed elementi di sospensione in materiali stampati, circuito magnetico in ferrite). I quadri sono facilmente intercambiabili, senza ancoraggi di fili di collegamento; gli avvolgimenti, eseguiti con un procedimento brevettato, sono costruiti su una macchina per avvolgere fili sottili, con l'uso di un piccolo attrezzo speciale.

3. - CARATTERISTICHE DEL FONORIVELATORE « ELDYN »

Curva di risposta (v. fig. 2). Tensione ai terminali del quadro a 1 kHz (velocità di ampiezza 1,2 cm/s a 0 dB): 3,5 mV. Questa tensione è portata a 5 mV con un quadro di impedenza più alta. Impedenza della bobina a 1 kHz: 170 Ω per 3,5 mV, o 600 Ω per 5 mV. Massa dinamica dell'equipaggio mobile (riferita alla puntina riproducente): 0,005 mg-massa circa. Coefficiente di elasticità dell'equipaggio mobile: $15 \cdot 10^{-8}$ cm/dine. Pressione verticale della testina di riproduzione sul disco: 6 g. Sistema oscillante: intercambiabili per la riproduzione dei dischi « microsolco » e a 78 giri/min. Dimensioni di ingombro della capsula: 16 × 33 × 12,5 mm. *A*

a colloquio coi lettori

*0517 – **Sig. L. Corradori – Pistoia***

D. Vorrei costruire l'amplificatore Hi-Fi di bassi e di acuti apparso su *alta fedeltà* (marzo 1961, pag. 82). Poichè lo schema è mancante dei valori dei relativi componenti, prego volermeli comunicare.

R. Abbiamo già provveduto a pubblicare in altro numero di *alta fedeltà* i valori delle costanti del circuito che Le interessa. Comunque per sua comodità, li ripetiamo qui sopra:

Resistori:
R_1, R_9 = 27 kΩ, 1/2 W (per R_1 vedi anche testo); R_2 = 800 Ω, 1/2 W; R_3 = 1,5 kΩ 1/2 W; R_4, R_{30} = 1 MΩ, 1/2 W; R_5, R_6, R_7, R_8, R_{13}, R_{28} = 100 kΩ, 1/2 W; R_{10}, R_{15}, R_{26} = 500 kΩ, potenziometri; R_{11} = 500 kΩ, 1/2 W; R_{12}, R_{16}, R_{27} = 1 kΩ, 1/2 W; R_{14}, R_{29} = 330 kΩ, 1/2 W; R_{17}, R_{18}, R_{32}, R_{33} = 47 kΩ, 1/2 W; R_{19}, R_{22}, R_{23}, R_{24}, R_{35}, R_{36} = 0,27 MΩ, 1/2 W; R_{20} = 21 kΩ, 1/2 W; R_{21}, R_{37} = 250 Ω, 10 W a filo; R_{25}, R_{34} = 10 kΩ, 1/2 W; R_{31} = 27 kΩ, 1/2 W; R_{38} v. testo.

Condensatori:
C_1, C_{14} = 0,05 μF, 400 V; C_2 = 2 kpF, 400 V; C_3 = 400 pF, 400 V; C_4, C_5, C_{10}, C_{15} = 20 μF, 400 V; C_6, C_9, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{17} = 0,1 μF, 400 V; C_7, C_{18}, C_{19}, C_{20} = 0,01 μF, 400 V; C_8 = 100 μF, 15 V elettrolitico; C_{16} = 1.000 pF, 400 V; C_{21} = 20 μF, 50 V elettrolitico; T_1 = jack fono; T_1 e T_2: 5000 Ω placca - placca; 20 W o più.
(L'autore ha usato un trasformatore ultralineare 6, 6 kΩ per T_2; v. testo). *(a.f.)*

*0518 – **Sig. W. Rinaldi – Bologna***

D. Come patito dell'*HI-FI*, vorrei collocare in un Bass-Reflex che ho già, tre diffusori e precisamente: 1 altoparlante Goodmans *Audiom* M50 16 Ω; 1 tweeter (*Riem*) 1500-12000 Hz 8 Ω; 1 supertweeter (*Riem*) 3000/20.000 Hz 8 Ω. Però non vorrei usare un filtro d'incrocio a tre vie per le difficoltà della costruzione. Quindi potrei usare un filtro con taglio a 2000 Hz, poi mettere in serie le due trombe, attenuando con un potenziometro da circa 100 Ω l'uscita del supertweeter?

R. Sta bene mettere in serie i due tweeter ciascuno da 8 Ω, ottenendo l'impedenza totale di 16 Ω uguale a quella dell'*Audiom* M50, il che facilita la costruzione del filtro di incrocio a 2 kHz.
Sconsigliamo però l'impiego del potenziometro applicato al super tweeter, perchè attenuerebbe anche le frequenze fra 12 kHz e i 20 kHz annullando l'effetto del super tweeter. Rimane allora la seguente alternativa:
1°) Disporre tra loro in serie le due trombette che prenderanno ciascuna metà della potenza disponibile ai capi della serie, senza alcun potenziometro. Necessariamente le frequenze fra 12 e 20 kHz sarebbero in questo caso, riprodotte con minor intensità. Per diminuire questo inconveniente si può porre in parallelo al tweeter centrale un condensatore di 3 μF che trasmette solo al supertweeter le frequenze oltre i 12 kHz.

2°) Abolire il tweeter e adottare un filtro di incrocio a 3500 Hz fra il Goodmans e il supertweeter. Si noti che se si adotta una sola trombetta questa può essere alloggiata nel mobile bass-reflex, mentre se si usano due tweeter, è preferibile che entrambi vengano montati in un'apposita cassetta (o anche in due cassette uguali) separatamente al woofer contenuto nel bass reflex.

Con i diffusori separati si ha il vantaggio di posizionare in alto i tweeter e di aggiustarne l'orientazione per la miglior ricezione degli acuti. *(a.f.)*

*0519 – **Sig. A. Bonicelli – Torino***

D. Avendo intenzione di acquistare un impianto stereo di costo non molto elevato, mi sono interessato sui vari tipi in commercio, ma ad un certo punto, però, la grande varietà di apparecchi mi ha messo in imbarazzo al punto di non sapermi decidere.

Vi sarei grato quindi se poteste mettermi in contatto, con qualche esperto della mia città (Torino) che possa illuminarmi nella mia scelta.

R. Ecco gli indirizzi di due importanti Case Torinesi di altà fedeltà:

Soc. Audio - Via Goffredo Casalis, 41 - rappresentante dell'Acoustic Research, Inc. di Cambridge.

Soc. Hirtel - Via Beaumont n° 42.

Se Ella potesse esaminare anche i rivenditori di Milano potrebbe trovare un più vasto assortimento. *(a.f.)*

Sul fascicolo di Ottobre 1963 (l'antenna, XXXV, 10, pag. 446), l'ing. Fabio Ghersel è comparso erroneamente quale autore dell'articolo « Guida dei tipi moderni di transistori a giunzione ». Egli ne è solo il traduttore e l'articolo, a firma R. L. Pritchard è comparso su *Electronics*, Agosto 17, 1962, pp. 46-49.

*0520 – **Sig R. Rebechi – Milano.***

D. Desidera alcuni chiarimenti su uno stabilizzatore per corrente continua e un amplificatore stereo a transistori, pubblicati sul n. 8 de «*l'antenna*».

R. Lo stabilizzatore per corrente continua da 5 V 12 A e 66 V 5,4 A, è stato realizzato, come è stato chiarito in una nota nell'articolo al quale fa riferimento, dalla Gossen di Erlangen, rappresentata in Italia dalla Ditta Roje di Milano.
Trattandosi di una realizzazione industriale abbiamo pubblicato tutti i dati che ci sono stati forniti. Per quanto si riferisce alla rielaborazione di tale apparecchio le consigliamo di procurarsi la rivista *Electronik* del Settembre 1962, nella quale l'argomento è stato ampiamento trattato da Danklefsen H. e Janette H.
Quanto abbiamo affermato più sopra è valido altresì per l'amplificatore stereofonico a transistori descritto nello stesso numero de «*l'antenna*», a pagina 368, che è stato realizzato dalla ditta Lafayette.

In questo caso, però, i dati forniti sono tali che un tecnico avente una buona esperienza in materia può senz'altro accingersi, con molte probabilità di successo, alla sua costruzione. *(P. Soati)*

*0521 – **Sig. A. Chiantaretto – Cagliari***

D. È richiesto il valore di un condensatore relativo il circuito di un preamplificatore pubblicato a pagina 128, Marzo 1963 de «*l'antenna*».

R. Il valore del condensatore al quale fa riferimento e che sullo schema non è leggibile per un difetto di stampa, è di 175 pF. Tutti i valori relativi gli altri componenti sono esatti. *(P. Soati)*

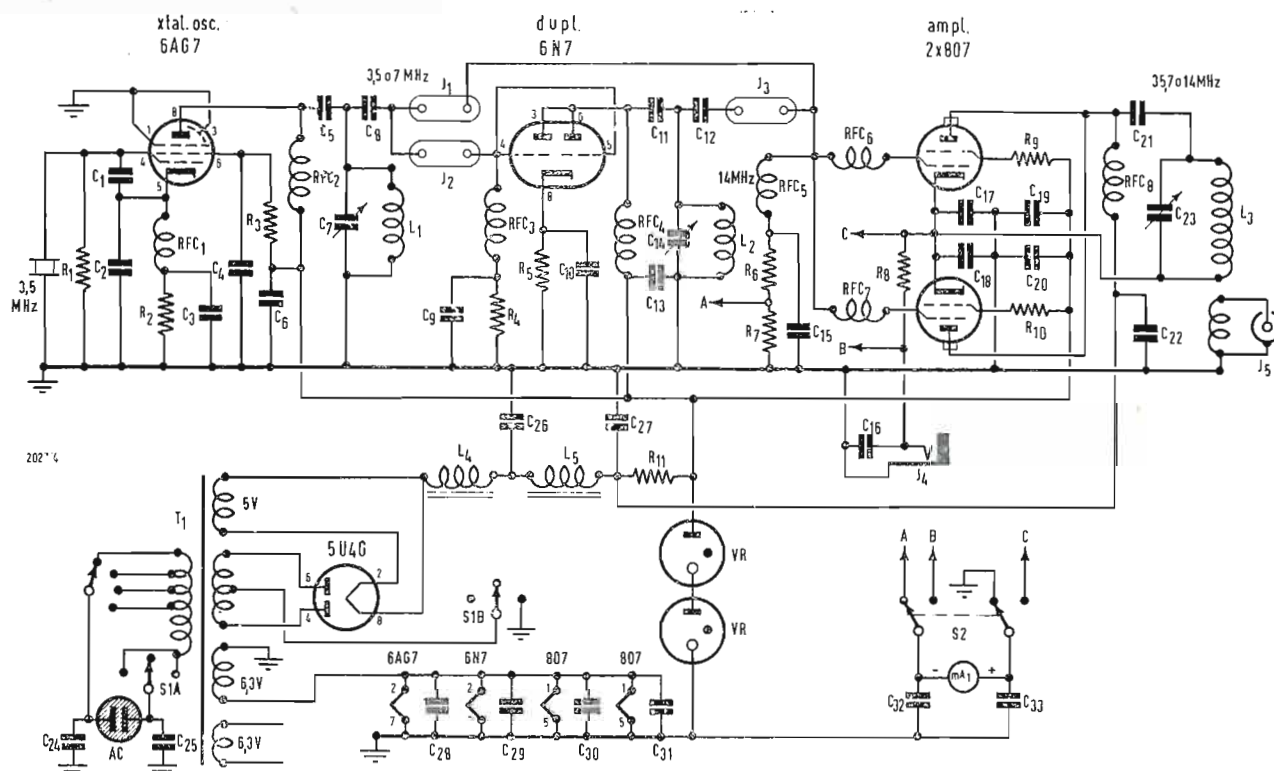



Fig. 1/0522

*0522 - **Sigg. C. Regis - Biella; G. Corradi - Roma.***

D. È richiesto lo schema di un semplice trasmettitore adatto a funzionare nelle gamme riservate ai radioamatori o servizi similari.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un semplice trasmettitore funzionante sulle bande dei 3.5, 7 e 14 MHz il cui uso eventualmente può essere esteso alle gamme dei 21 e 28 MHz.

L'uscita del circuito oscillatore può far capo direttamente allo stadio finale, ed in tal caso il condensatore C_7 copre entrambe le gamme dei 3.5 e 7 MHz, oppure può essere collegata alla griglia di uno stadio duplicatore di frequenza per i 14 MHz, costituito da un doppio triodo 6N7 le cui due sezioni sono riunite in parallelo fra loro.

Inserendo un ponticello (*plug*) nel jack J_1, l'uscita dell'oscillatore viene connessa direttamente all'amplificatore, se invece il ponticello viene inserito in J_2 l'oscillatore risulta collegato allo stadio duplicatore di frequenza In tal caso occorre inserire un secondo ponticello nel jack J_3.

Questo trasmettitore, la cui costruzione non presenta particolari difficoltà per chi abbia una certa esperienza in materia di tali costruzioni, può erogare una potenza dell'ordine dei 70-75 W.

Valore dei vari componenti:

C_1 = 15 μμF mica; C_2 = 47 μμF mica; C_3, C_4 C_5, C_6, C_9, C_{10} C_{11}, C_{13}, C_{15}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}, C_{22}, C_{24}, C_{25}, C_{28}, C_{29}, C_{30}, C_{31}, C_{32}, C_{33} = 0,001 μF disco ceramico.

C_7 = 335 μμF variabile; C_8 = 100 μμF mica; C_{12} = 47 μμF mica; C_{14} = 35 μμF variabile; C_{16} = 0,01 μF disco ceramico; C_{21} = 0,001 μF mica oppure 0,01 μF disco ceramico; C_{23} = 300 μμF variabile; C_{26}, C_{27} = 8 μF elettrolitico, 700 V1.

R_1 = 68.000 Ω ½ W; R_2 = 470 Ω 1 W; R_3 = 47.000 Ω 1 W; R_4 = 15.000 Ω 1 W; R_5, R_6 = 4700 Ω 1 W; R_7 = 100 Ω ½ W; R_8 = shunt moltiplicatore per 10; R_9, R_{10} = 47 Ω ½ W non induttiva;

L_1 = 7,5 μH, 32 spire filo smaltato da 8/10, diametro 16 mm, su una lunghezza di 25 mm.

L_2 = 1.3 μH, 12 spire filo di rame smaltato da 1 mm, diametro 18 mm, su una lunghezza di 16 mm.

L_3 = 3,5 MHz, 6,3 μH, 15 spire filo smaltato da 1,4 mm, diametro 36 mm, su una lunghezza di 30 mm.

7 MHz = 2 μH, 9 spire filo smaltato da 1,3 mm, diametro 36 mm, su una lunghezza di 36 mm.

14 MHz = 0,8 μH, 6 spire filo smaltato da 1,4 mm, diametro 36 mm, su una lunghezza di 50 mm.

J_1, J_2, J_3 = zoccolo ceramico tipo per cristalli;

J_4 = jack tipo cuffia;

MA 1 = milliamper metro 25 mA cc fondo scala;

RFC_1, RFC_2, RFC_3, RFC_4, RFC_5 impedenze a RF 2,5 mH.

RFC_6, RFC_7 = 1 μH impedenze RF.

S_1 = commutatore a due poli tre posizioni.

T_1 = trasformatore tipo universale 600-0 600 V 200 mA; 6,3 V 3 A; 5 V 3 A.

VR = tubo regolatore tipo VR150.

(*P. Soati*)

*0523 - **Sig. A. Rizziello - Vicenza.***

D. Sono richieste informazioni sulla rivista *Proceeding of the I.E.E.E.*

R. L'indirizzo della rivista in questione è il seguente:

Proceedings of the I.E.E.E. (già I.R.E.), Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.

Box A. Lenox Hill Station, New York 21, N. Y.

Abbonamento ai soci dollari 13,50. Librerie e collegi dollari 13,50. Non soci dollari 18,00. Per coloro che risiedono fuori degli Stati Uniti o del Canadà il prezzo di abbonamento è aumentato di 1 dollaro.

Una copia dollari 1,25 per i soci e 3,00 dollari per i non soci.

(*P. Soati*)

*0524 - **Sig. S. Loi - Cagliari.***

D. Chiede quali siano i metodi di polarizzazione più usati nei circuiti radio ed in particolare desidera alcuni chiarimenti sulla polarizzazione automatica.

R. Ovviamente, per ragioni di spazio, non ci è possibile trattare in modo completo l'argomento richiesto di conseguenza ci limitiamo ad esaminare il metodo della polarizzazione automatica, che d'altra parte interessa maggiormente il richiedente.

Premettiamo che i metodi di polarizzazione più usati sono i seguenti:

1) *Polarizzazione fissa*, 2) *polarizzazione automatica*, 3) *polarizzazione mista* (*punti* 1 e 2), 4) *polarizzazione per dispersione di griglia*, 5) *polarizzazione per dispersione di griglia*, 6) *varie combinazioni fra i metodi precedenti.*

La polarizzazione automatica introduce sostanzialmente una reazione negativa in corrente continua che tende a rendere il circuito autocompensante in seguito alle variazioni delle caratteristiche della valvola. La figura 1 indica graficamente come venga ridotta la toll ranza della corrente catodica con l'uso dell polarizzazione automatica in confronto del polarizzazione fissa. Le due curve punteggiate, indicano i due limiti delle caratteristiche mutue ottenibili con un dato tipo di tubo, in relazione alle tolleranze di fabbricazione.

L'uso di polarizzazione fissa porta alla dispersione indicata con « A ». L'aggiunta di una resistenza catodica riduce detta dispersione a quella indicata con la lettera « *B* ». Con « *C* » è indicata la dispersione corrispondente alla tolleranza « *D* » di ± 20% della « R_k ». Essa rappresenta la peggiore dispersione pos-

Fig. 2/0524

sibile della corrente catodica attribuita complessivamente alle tolleranze del tubo e della resistenza. Si può osservare come questa dispersione sia sensibilmente ridotta in confronto a quella che si ottiene tramite la polarizzazione fissa. Dato che la polarizzazione automatica introduce, come abbiamo detto, una reazione negativa in corrente continua, si potrebbe ritenere che a ciò corrisponda una notevole riduzione del guadagno negli amplificatori per corrente continua. Invece alle frequenze acustiche si ottiene la massima prestazione con l'uso di condensatori di sorpasso. L'effetto di compensazione della polarizzazione automatica sulla dispersione della corrente catodica delle valvole è mostrato anche dalle curve di figura 2. Un gruppo di valvole, qualora sia misurato in condizione di polarizzazione fissa, fornisce una curva simile a quella indicata con la lettera « *A* ». Introducendo la polarizzazione automatica la dispersione delle caratteristiche è molto più ridotta come è visibile dalla curva « *B* ». La curva « *C* » si riferisce ad un caso estremo in cui sia usata una R_k di polarizzazione molto elevata unitamente all'introduzione di una polarizzazione continua di griglia positiva. Di conseguenza la figura 2 mette in evidenza come si ottenga anche un intervallo delle dispersioni delle prestazioni del circuito molto più stretto con l'uso della polarizzazione automatica in confronto della polarizzazione fissa. Per avere maggiori ragguagli le consigliamo di consultare uno dei tanti testi di radiotecnica nei quali l'argomento è trattato in modo particolarmente esteso.

(*P. Soati*)

0525 - Sigg. G. Draghicchio - Trieste; L. Belli - Trento; S. Cortellini - Roma; G. Brambati - Roma; N. Ferruta - Napoli; S. Vaccari - Palermo.

D. Sono richiesti gli schemi relativi alcuni apparecchi del surplus o similari.

R. Lo schema dell'apparecchio cercamine SCR 625 è stato pubblicato su «*l'antenna*» n. 2 dell'anno 1959.

Lo schema del ricetrasmettitore ZCI-MKII sul n. 10 del 1959, il 3MKII sui numeri 12 del 1959 e 1° del 1960.

Il ricevitore HRO (HRO-M, HRO-MX) è stato descritto nel n. 12 del 1960.

Il ricevitore Hallicraft SX28 è stato trattato nel n. 9 del 1958.

I ricevitori del surplus italiano OC7 e OC9 (dell'Allochio Bacchini) sono stati descritti rispettivamente nei numeri 5 e 7 del 1961.

L'apparato APN-4 non è stato ancora trattato e d'altra parte non ci sarà possibile farlo molto presto dato che per adesso abbiamo ricevuto un'unica richiesta.

Per quanto concerne lo schema del ricevitore 803 della C.R. ci riserviamo di effettuarne la pubblicazione non appena riusciremo a rintracciarlo, cosa che fino ad oggi non ci è stata possibile.

La descrizione completa del complesso ricevente C52 può essere richiesta alla ditta F9FA (A. Herenstein) 91 e 92 quai du Pierre-Scize, Lyon 5e Francia, inviando l'importo di 5 Fr.

Il BC773 è un modesto ricevitore destinato al traffico aereo, che copre le frequenze comprese fra i 100 ed i 120 MHz. È composto da 10 tubi della serie octal; 6 frequenze a cristallo preregolate. La sua alimentazione è effettuata tramite un convertitore rotante (tipo DM53) che funziona con batterie a 12 e 24 V.

Il prezzo che le è stato richiesto è esagerato. Tenga presente che in Francia tale ricevitore si può avere per l'importo di circa 50 Fr.

Non conosciamo il ricevitore XFCT 245/345.

Il ricevitore Hammarlund SP-400X è già stato descritto sul n. 7 del 1961 de «*l'antenna*».

(*P. Soati*)

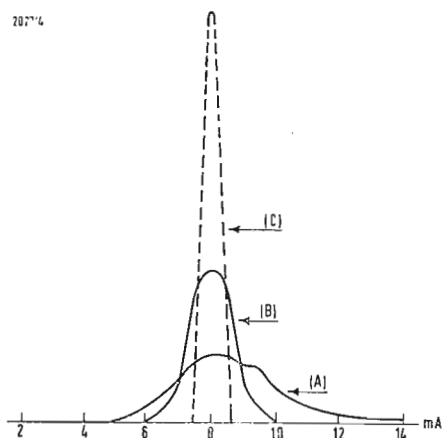
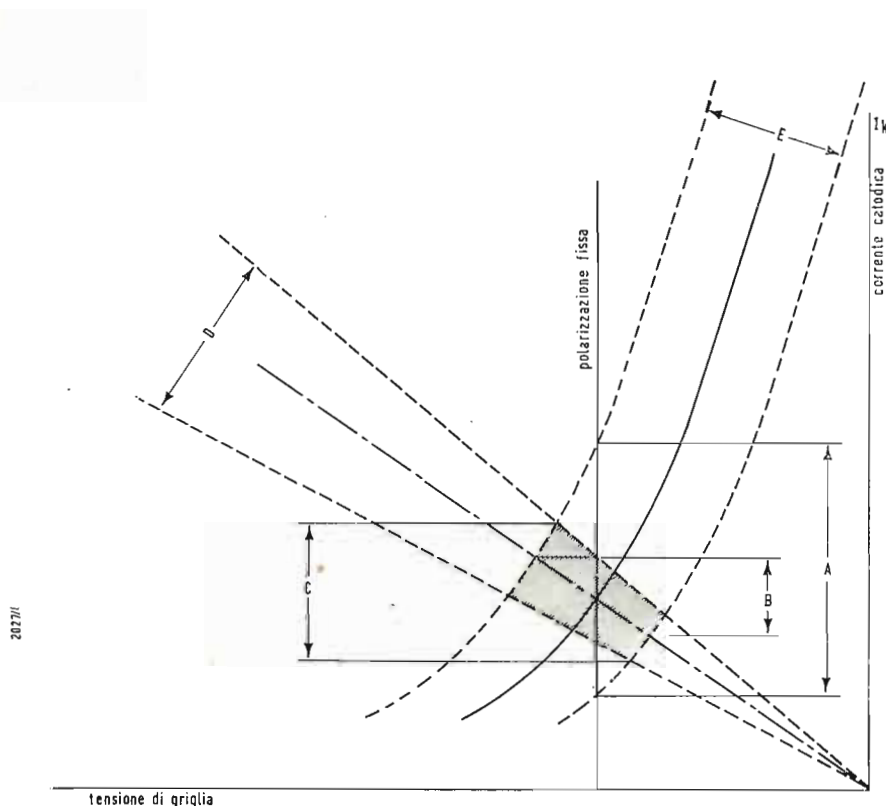
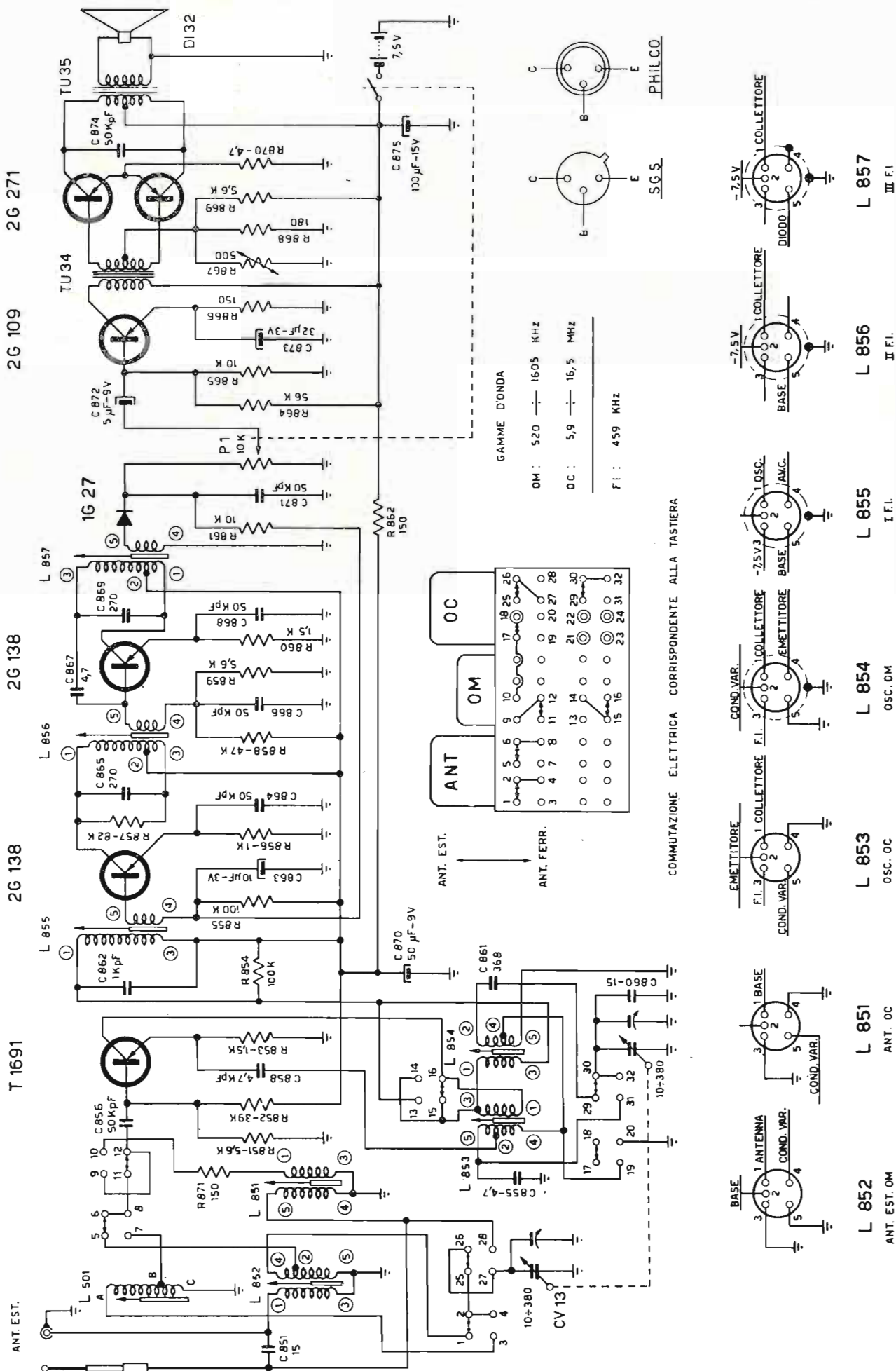



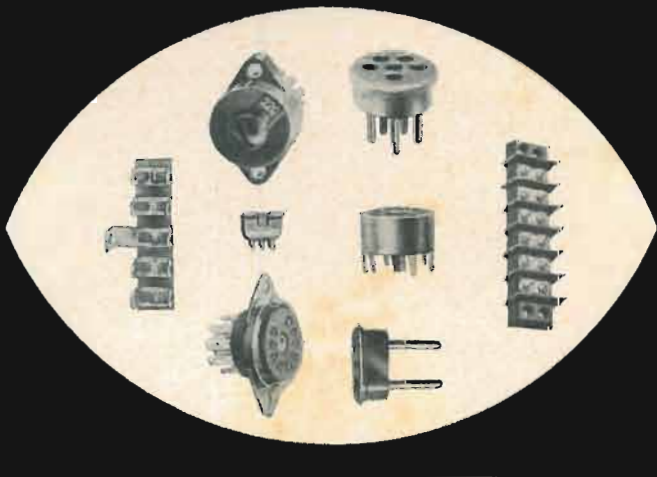
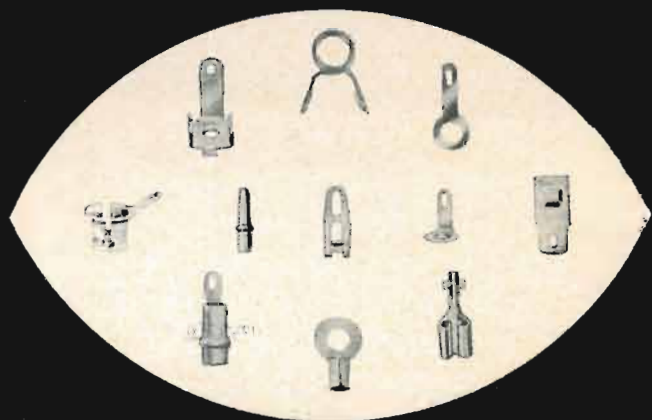
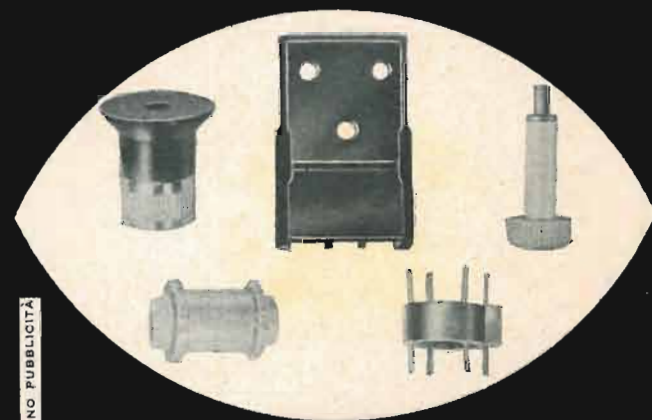
Fig. 1/0524

Schema elettrico del radioricevitore MAGNADYNE Mod. MD6041

PROVATRANSISTORI GB 83 A

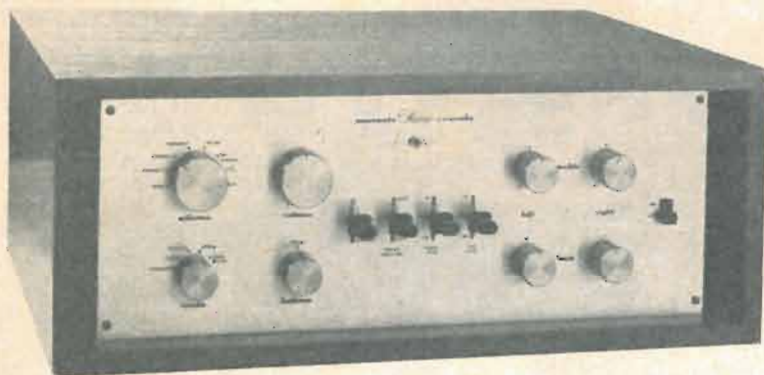
Il Provatransistori GB 83 A è una apparecchiatura molto semplice che, in condizioni di alimentazione mediamente simili a quelle del loro impiego, misura il guadagno di corrente (beta) dei transistori. Il guadagno di corrente è direttamente letto su uno strumento indicatore che copre il campo da 0 a 250 in due portate.
La misura è eseguita impiegando un segnale a 5000 Hz ottenuto da un oscillatore incorporato; la frequenza è sufficientemente alta per consentire l'impiego di condensatori di accoppiamento a carta di alta stabilità, pur mantenendosi sempre molto al di sotto della frequenza di taglio dei transistori.
L'alimentazione del transistore in prova è ottenuta applicando una tensione collettore-emettitore di 4,5 Volt e con polarizzazione della base per una corrente di 1 mA nell'emettitore.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE

TIPI DI TRANSISTORI. Entro i limiti di polarizzazione specificati, possono essere provati tutti i tipi di transistori, quali: NPN e PNP a giunzione - a contatto N o P a diffusione - Triodi e Tetrodi al germanio o al silicio ● **POLARIZZAZIONE.** I transistori vengono provati con una tensione collettore-emettitore di circa 4,5 Volt e con una polarizzazione di base tale che circoli una corrente di circa 1 mA nell'emettitore ● **FREQUENZA DI PROVA.** 5.000 Hz ● **SEGNALE D'INGRESSO** per la prova dei transistori. Inferiore a 3 μA pp. ● **CAMPO DI MISURA DELL'AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE H 21** (β). Da 0 a 250 in due portate: 0-50 e 0-250 fs. ● **CAMPO DI MISURA DELL'ISOLAMENTO COLLETTORE-BASE.** Da 0-50 μA ● **CAMPO DI MISURA DELL'ISOLAMENTO COLLETTORE-EMETTITORE.** Da 0-1000 μA.

UNA MILANO
VIA COLA DI RIENZO 53/A
TEL. 47.40.60 - 47.41.05

SUVAL
VIA LORENTEGGIO 255 - TEL. 427.650 427.646 470.349
MILANO

ALTA FEDELTÀ

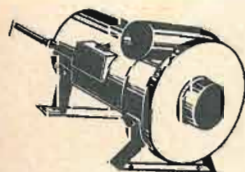
Mod. AR 3 (visto senza griglia)

AR3 il sistema d'altoparlanti della ACOUSTIC RESEARCH, il più perfetto che esista sul mercato. Risposta lineare da 20 a 20.000 Hz. Naturalezza di riproduzione non eguagliata da altri sistemi. Distorsione totale tra 20 e 30 Hz. del 5% (valore minimo assoluto). Woofer di 30 cm. con sospensione acustica, 2 altoparlanti a cupola per medie ed alte frequenze.

PREAMPLIFICATORE STEREO Mod. 7

AMPLIFICATORI PROFESSIONALI E HI-FI MARANTZ. I più perfetti e prestigioni esistenti sul mercato. Usano soltanto materiale di classe telefonica quali resistori a deposito di carbonio, condensatori a olio e simili. Distorsione totale inferiore allo 0,1%, su tutta la gamma udibile.

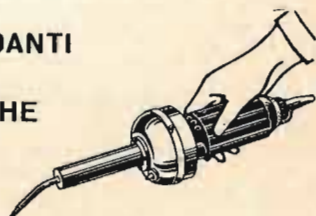
Agente per l'Italia: **AUDIO** - - **TORINO, via G. Casalis, 41 - Telefono 761.133**

Esclusiva di: FAIRCHILD, Hi-Fi e Professional division. MARANTZ, amplificatori professionali e Hi-Fi. GRADO, Pick-Up. ERIC, amplificatori e tuner di alta fedeltà.

distributori: **MILANO:** FURCHT, Croce Rossa 1 • **ROMA:** LUCCHINI-FEDERICI C. d'Italia 34/A • **PROVINCE LOMBARDE, EMILIA OCC.:** SONOPLAN, P. Matteotti 6, **BERGAMO** • **TORINO:** BALESTRA, C. Raffaello 23 HIRTL, Corso Francia 30 • **VENETO:** SCHIO: ZEN, Vicolo del Convento 8 • **PUGLIE E BASILICATA:** BARI: LOSURDO, Via P. Petrani 39 • **TOSCANA:** FIRENZE: AUDIOTEC, Via Lambertesca 3.

GENERATORI D'ARIA DI PICCOLO FORMATO

600-2400 mm colonna d'acqua

I PROBLEMI RIGUARDANTI LA SALDATURA DI MATERIE PLASTICHE

sono risolti da
l'apparecchio saldatore
SND LEISTER KOMBI

Karl LEISTER, Kaegiswil/OW (Svizzera)

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

TH. MOHWINCKEL s. a. s. - Via G. Mercalli 9 - Milano - Tel. 543.241 (5 linee)

"No Noise,,

Disossida - Ristabilisce - Lubrifica i Contatti dei:

- COMMUTATORI
- GRUPPI AF
- CONTATTI STRISCIANTI delle commutazioni a pulsante
- NON ALTERA nè modifica le CAPACITÀ - INDUTTANZE - RESISTENZE
- NON INTACCA le parti isolanti, i dielettrici, e la plastica
- NON CORRODE i metalli preziosi

Confezione in BARATTOLO SPRUZZATORE da 6 once, corredato di prolunga per raggiungere i punti difficilmente accessibili.

Prodotto ideale per i Tecnici Riparatori Radio TV e Elettronica

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 8480580

Via Savino 9 - Bresso - Tel. 9246.31

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO" SEGNALIAMO:

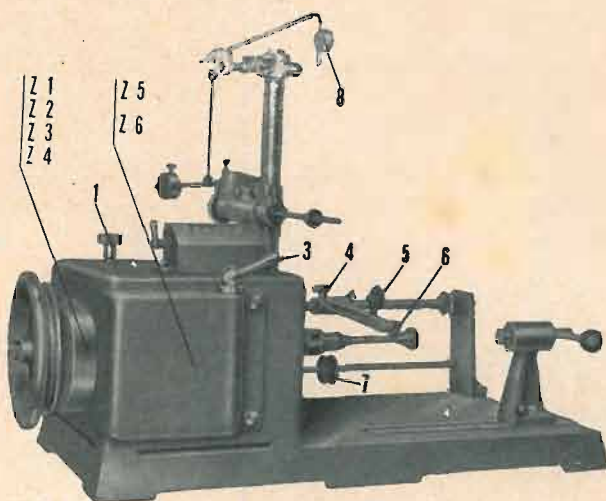
Schemario Registratori

Uno strumento indispensabile per il lavoro di ogni riparatore

Lire 4.000

Ing. R. PARAVICINI S. R. L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO PV 7

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli.

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.

Tipo P 1
Semplice con riduttore.

Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano • T.E.T. - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Via Roma, 92
Paderno Dugnano (Milano)

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

VALVOLE E TUBI CATODICI

ATES - Catania
Semiconduttori R C A

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

REGISTRATORI

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Registratori - Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Tagliaferri, 33/S
Tel. 416.911

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige - Registratori

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

NAPOLI - Milano
Via Livigno, 6/B
Tel. 60.35-44 - 60.35.59

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel: 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano.
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN, Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano

Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

imetron - MILANO
Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008
Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MARCONI-ITALIANA

Via del Don, 6 Milano

SEB - Milano

Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano

Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano

Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano

Viale Bodio, 33

Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano

Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873

MELCHIONI S. p. A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 47-48
Valvole - Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi PHILIPS

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RAYTHEON-ELSI
Piazza Cavour, 1 Milano
Diodi - Transistori - Raddrizzatori

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S G S - Argrate Milano
Diodi - Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano

Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA - Milano

Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5
Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena

Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano

Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano

Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PRANDONI DARIO - Treviglio

Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67

Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno

Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

JAHR - Radiocostruzioni

Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

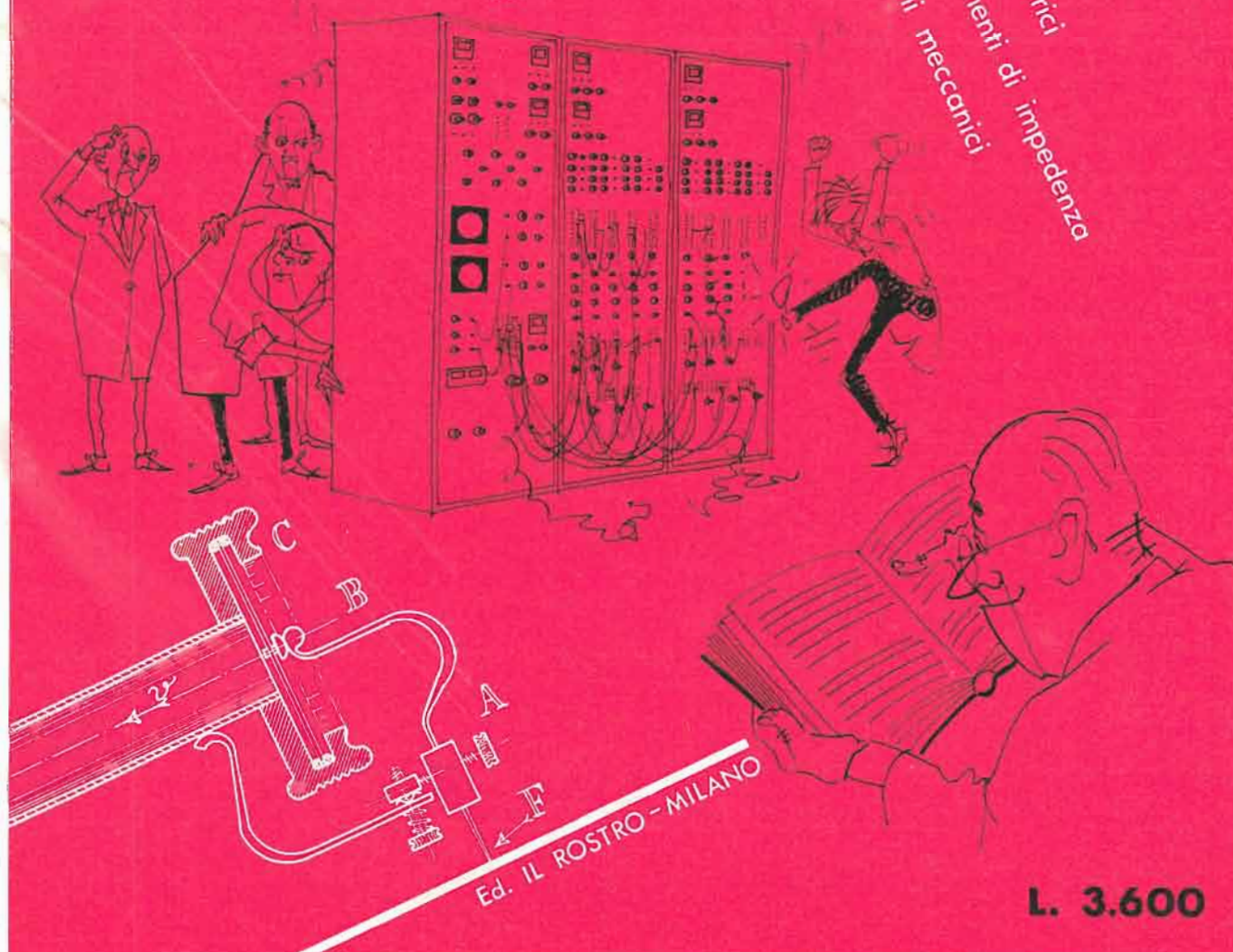
Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

Ing. A. Susini

Vademecum del tecnico elettronico

vol. 1

filtri elettrici
adattamenti di impedenza
sistemi meccanici

C
B
A
F

Ed. IL ROSTRO - MILANO

L. 3.600

Heathkit®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

Oscilloscopio da Laboratorio 5”

Modello IO-12

L'impiego dei circuiti stampati permette il raggiungimento di una elevata uniformità delle caratteristiche elettriche.

Nei pannelli con i circuiti stampati sono stati impiegati fogli di rame laminato su una piastra di materiale fenoplastico per la tracciatura dei percorsi.

I terminali dei componenti elettrici, scelti fra quelli di maggior pregio, sono infilati attraverso i fori praticati nello stesso pannello e saldati con il foglio di rame.

I componenti convenzionali montati sulle piastre a circuito stampato hanno una robusta sistemazione meccanica e permettono nel tempo una facile manutenzione dello strumento.

Ogni scatola di montaggio è dotata di un chiaro libretto di istruzioni.

CANALE VERTICALE

Sensibilità	10 mVolt efficaci per cm a 1 KHz
Risposta di frequenza	Piana entro ± 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz Piana entro + 1,5 — 5 dB da 3 Hz a 5 MHz - Risposta a 3,58 MHz — 2,2 dB
Tempo di salita	Uguale od inferiore a 0,08 microsecondi
Overshoot	Uguale o minore al 10%
Impedenza d'ingresso	× 1 = 21 pF in parallelo a 2,9 MΩ × 10 e × 100 12 pF in parallelo a 3,4 MΩ
Caratterist. dell'ingresso	Condensatore di blocco incorp. (600 V cc)
Posizione verticale	Del tipo a V cc; permette la regolazione verticale della macchia catodica di ± 37,5 mm dal centro dello schermo

CANALE ORIZZONTALE

Sensibilità	120 mV efficaci per cm a 1 kHz
Risposta di frequenza	Piana entro ± 1 dB da 1 Hz a 200 kHz Piana entro ± 3 dB da 1 Hz a 400 kHz
Impedenza d'ingresso	31 pF in parallelo a 30 MΩ
Attenuatore	Di tipo a bassa impedenza con uno stadio separatore catodico
Caratterist. dell'ingresso	Segnale esterno selezionabile, tensione di rete con regolazione della fase, due segnali di « sweep » a f. predisposta, oppure di un segnale di « sweep » variabile interno
Posizione orizzontale	Del tipo a V cc, permette una estesa escursione orizzontale sufficiente per una accurata osservazione di ogni punto

GENERATORE ASSE TEMPO

Gamme	10 Hz ÷ 500 kHz in 5 sottogamme 10 - 100 Hz; 100 - 1000 Hz; 1 kHz - 10 kHz; 10 - 100 kHz e 100 - 500 kHz
Gamme delle regolazioni predisposte	N. 1; 10 ÷ 100 Hz; N. 2 1000 ÷ 10.000 Hz
Sincronismo	Circuito automatico con separatore catodico autolimitatore. Il commutatore permette di predisporre il sincronismo positivo o negativo interno, oppure con la rete, oppure con un segnale esterno.

GENERALI

Cancellazione della traccia di ritorno	Cancellazione di intervalli inferiori al 30% della durata della traccia
Regolatore di fase	La fase è regolabile da 0 a 135 gradi
Calibratore di tensione	Sorgente incorporata, 1 Volt picco-picco. Lo schermo tarato del tubo e l'attenuazione d'ingresso permette la misura di tensioni nel campo 10.000 ÷ 1 V
Modulazione dell'asse Z	Attraverso un condensatore ad elevato isolamento è possibile modulare in intensità il pennello catodico con tensioni alternate efficaci varianti da 8 a 20 Volt
Tubi elettronici impiegati	1-5UP1; 1-6AB4; 1-6AN8; 1-12BH7; 1-6J6; 3-12AU7; 1-EX34; 1-IV2; 1-6C4
Alimentazione	110 oppure 220 Volt, 50 Hz, 80 Watt
Dimensioni	21,5 cm di larghezza; 35 cm di altezza; 40 cm di profondità. **Peso netto** kg 9,5 ca

Organizzazione commerciale di vendita:

INTERNATIONAL S.p.A.

VIALE PREMUDA 38/A - **MILANO** - TELEFONI 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel. 736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773